



**Hugo Alexandre
Lopes Barreira**

**COMUNICAÇÃO ATRAVÉS DO CORPO HUMANO:
DESENVOLVIMENTO DE UM TRANSCEIVER**



**Hugo Alexandre
Lopes Barreira**

COMUNICAÇÃO ATRAVÉS DO CORPO HUMANO: DESENVOLVIMENTO DE UM TRANSCEIVER

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Prof. Doutor Rui Manuel Ramos Escadas Martins e do Prof. Doutor Manuel Bernardo Salvador Cunha, professores do Departamento de Electrónica e Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

O júri

Presidente

Alexandre Manuel Moutela Nunes Mota

Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

Orientador

Rui Manuel Escadas Ramos Martins

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

Co-orientador

Manuel Bernardo Salvador Cunha

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade do Aveiro

Arguente

Vitor Manuel Grade Tavares

Professor Auxiliar do Departamento de Electrotécnica e de Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Agradecimentos

Venho por este meio, expressar a minha gratidão para com os meus orientadores, Prof. Doutor Rui Escadas Martins e Prof. Doutor Bernardo Cunha pela sua colaboração, ajuda, apoio e disponibilidade que me prestaram no desenrolar deste trabalho, contribuindo não só para a minha formação a nível profissional, como também pessoal.

Agradeço aos meus companheiros e amigos de laboratório (sala 234), bem como aos da sala 317, onde passei parte do tempo dispendido na realização do projecto, pelo seu apoio e aconselhamento não só na realização deste projecto, bem como ao longo do curso.

Gostaria também de agradecer a todos os meus amigos de Aveiro e amigos da minha terra natal, Porto de Mós por todo o apoio incondicional que me ofereceram durante o meu percurso académico.

Finalmente um agradecimento especial aos meus pais, Manuel e Maria, ao meu irmão, Miguel, à minha cunhada Gabriela e namorada Filipa Serrano pelo seu apoio e compreensão demonstrados ao longo da minha vida.

Palavras-chave

Personal area network, body area network, transceiver, corpo humano.

Resumo

Actualmente, as redes de comunicação pessoal (PAN), começam a fazer cada vez mais sentido, designadamente em aplicações biomédicas, comunicação entre equipamentos pessoais multimédia (PDAs, telemóveis, ...). No entanto este tipo de tecnologias tendem a ter um elevado consumo, um alcance pouco definido e problemas ao nível de segurança. Como meio de tentar de ultrapassar esses problemas surgiu a ideia de usar o corpo como canal de comunicação.

Com este conceito, implementou-se um sistema (protótipo) ultra *low-power*, com peso e dimensões mínimas que possibilite a comunicação através do corpo humano.

O sistema é formado por um emissor (modulador e oscilador de 10kHz), um amplificador sintonizado, um desmodulador (receptor), e ainda um par de conversores eléctrico-óptico e óptico-eléctrico para realizar medições com fiabilidade.

O emissor gera uma onda quadrada e modula-o com uma portadora de 10MHz enviando o sinal para o corpo humano através de um eléctrodo. O sinal passa pelo corpo humano e é adquirido no receptor (por um eléctrodo). Posteriormente, é amplificado, pelo amplificador sintonizado (à frequência da portadora) e desmodulado obtendo-se a onda quadrada original. Para evitar possíveis acoplamentos entre as capacidades do *transceiver* e do osciloscópio (que possa favorecer a recuperação do sinal), a saída do desmodulador é ligada a um conversor eléctrico-óptico (converte o sinal eléctrico para óptico) que encaminha o sinal por fibra óptica. No fim da fibra está um conversor óptico-eléctrico (converte o sinal óptico para eléctrico), onde é colocada a ponta de prova para posterior observação do sinal no osciloscópio.

Com o sistema descrito conseguiu-se transmitir um sinal de 10kHz correctamente até uma distância de 50cm, o que abre boas perspectivas para a difusão deste método nas comunicações pessoais do futuro.

Keywords

Personal area network, body area network, transceiver, human body.

Abstract

Currently, personal area networks (PAN), begin to make more sense, particularly in biomedical applications, communication between multimedia personal equipment (PDAs, mobile phones, ...). However this type of technology tends to have a high energy consumption, a poorly defined scope and security problems. As a means of trying to overcome these problems arose the idea of using the body as a communication's channel.

Bearing this concept in mind, it was implemented a system (prototype) with ultra-low power consumption, and minimal weight and size, which enables communications through the human body.

The system comprises a transmitter (modulator and oscillator of 10kHz), a tuned amplifier (receiver), a demodulator (receiver), an optical-electrical converter and an optical-electrical. The transmitter generates a square wave and modulates it with a carrier of 10MHz, sending the signal to the body through an electrode. The signal passes through the human body, and is acquired in the receiver (for an electrode). Is then amplified by the tuned amplifier (the frequency of the carrier) and demodulated (placed in base band) through the demodulator. To avoid possible capacitive coupling between the transceiver and the oscilloscope (which can promote the recovery of the signal), the output of the demodulator is connected to an electrical-optical converter (converts the electrical signal to optical) which forwards the signal by optical fiber. At the other end of the fiber there is an optical-electrical converter (converts the optical signal to electrical), to be displayed in an oscilloscope.

With the reported system it was possible to transmit a 10kHz signal between two electrodes separated by 50cm, which opens good perspectives for the success of this technique in the future of personal communications.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objectivos	4
1.3	Organização da Tese	5
2	BAN vs Outras tecnologias	7
2.1	Sumário	7
2.2	PAN/BAN	7
2.3	Corpo Humano vs Outras Tecnologias	8
2.3.1	Infravermelhos	8
2.3.2	<i>Bluetooth</i>	9
2.3.3	<i>ZigBee</i>	11
3	Estado de Arte	13
3.1	Sumário	13
3.2	Apresentação detalhada dos trabalhos já realizados	13
3.2.1	<i>Zimmerman-1995</i>	14
3.2.1.1	Desenvolvimento do Protótipo	14
3.2.1.2	Crítica <i>Zimmerman-1995</i>	17
3.2.2	<i>Hachisuka-2003</i>	18
3.2.2.1	Experimental	18
3.2.2.2	Dispositivos Protótipos	21
3.2.2.3	Crítica <i>Hachisuka-2003</i>	23
3.2.3	<i>Shinagawa-2004</i>	24
3.2.3.1	<i>Transceiver</i>	25
3.2.3.2	Resultados Experimentais	29
3.2.3.3	Comunicação através do corpo	31
3.2.3.4	Crítica <i>Shinagawa-2004</i>	33
3.3	Estudos efectuados no âmbito BAN	33

3.3.1	Efeito do eléctrodo de referência (<i>ground</i>) na transmissão	34
3.3.1.1	Resultados experimentais	34
3.3.1.2	Simulação - Análise e resultados	35
3.3.1.3	Crítica <i>Efeito do eléctrodo de massa na transmissão</i>	37
3.3.2	Análise da interferência de sinais vizinhos	38
3.3.2.1	Resultados Experimentais	38
3.3.2.2	Simulação - Análise e resultados	39
3.3.2.3	Crítica <i>Análise da interferência de sinais vizinhos</i>	41
3.3.3	Efeito da impedância de carga na perda de sinal	41
3.3.3.1	Análise do efeito da impedância de carga	42
3.3.3.2	Simulação - Resultados e análise	43
3.3.3.3	Resultados experimentais	44
3.3.3.4	Crítica <i>Efeito da impedância de carga na perda de sinal</i>	45
3.3.4	Efeito reversivo do eléctrodo de referência (<i>ground</i>) na perda de sinal	46
3.3.4.1	Setup experimental e simulador	46
3.3.4.2	Resultados experimentais e simulação	47
3.3.4.3	Crítica <i>Efeito reversivo do eléctrodo de referência (ground) na perda de sinal</i>	49
4	Implementação	51
4.1	Sumário	51
4.2	Conversor Eléctrico-óptico	52
4.2.1	Versão unipolar	53
4.2.2	Versão com alimentação bipolar simétrica	54
4.3	Conversor Óptico-eléctrico	54
4.3.1	Versão unipolar	55
4.3.2	Versão com alimentação bipolar simétrica	57
4.4	Eléctrodos	58
4.5	Emissor	59
4.5.1	Oscilador 10kHz	59
4.5.1.1	Simulador 555	61
4.5.2	Modulador	61
4.5.2.1	Modulação FSK	62
4.5.2.2	VCO da PLL	62
4.5.2.3	Alternativa ao VCO da PLL	64
4.6	Receptor	65
4.6.1	Amplificador sintonizado	65
4.6.1.1	<i>Cascode</i>	65

4.6.1.2	Emissor comum	69
4.6.1.3	Andar de saída	70
4.6.2	Desmodulador	71
4.6.2.1	PLL (<i>Phase lock loop</i>)	71
4.6.2.2	MC74HC4046A	75
4.6.2.3	PLL desmodulador	78
4.6.2.4	Amplificador e <i>Schmitt trigger</i>	79
5	Resultados: Simulação e experimentais	83
5.1	Sumário	83
5.2	Testes Individuais	83
5.2.1	Conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico (alimentação unipolar)	83
5.2.1.1	Simulação	84
5.2.1.2	Resultados experimentais	85
5.2.1.3	Observação	86
5.2.2	Conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico (alimentação bipolar)	87
5.2.2.1	Simulação	87
5.2.2.2	Resultados experimentais	88
5.2.2.3	Observação	88
5.2.3	Emissor	89
5.2.3.1	Simulação	89
5.2.3.2	Resultados experimentais	90
5.2.3.3	Observação	91
5.2.4	Amplificador sintonizado	91
5.2.4.1	Simulação	91
5.2.4.2	Resultados experimentais	92
5.2.4.3	Ruído-simulador	94
5.2.4.4	Ruído-teórico	94
5.2.4.5	Observação	95
5.2.5	Desmodulador	95
5.2.5.1	Observação	97
5.3	Consumo	97
5.4	Sistema	98
6	Conclusões e trabalho futuro	103
A	Circuitos simulados	105

Lista de Figuras

1.1	Dados são enviados de um telemóvel para uns auscultadores sem fios pelo corpo humano [1].	3
1.2	Dados são transmitidos de um transmissor através do corpo humano para os óculos e em seguida passam dos óculos para o monitor [2].	3
1.3	Dados são transmitidos a partir de um transmissor que está colocado no chão e são enviados para um telemóvel através do corpo humano. O sistema funciona até com os sapatos calçados [1].	4
1.4	Aplicação do BAN na saúde (monitorização de sinais vitais e posterior envio para o PDA através do corpo humano) [3].	4
2.1	BAN vs ZigBee vs Bluetooth vs Infravermelhos.	8
3.1	Diagrama de blocos do <i>half-duplex transceiver</i>	14
3.2	Protótipos receptor (esquerda) e do transmissor (direita).	15
3.3	Demonstração do Protótipo PAN.	17
3.4	Montagem efectuada para o teste do corpo humano como canal de comunicação.	19
3.5	Comparação entre a atenuação da propagação de sinal pelo corpo humano e pelo ar.	19
3.6	Impedância do contacto de diferentes materiais ao longo da frequência. . .	20
3.7	Modelo de simulação desenvolvido.	20
3.8	Ganho obtido no Corpo humano vs modelo de simulação.	21
3.9	Transmissor e receptor.	21
3.10	Sinal sem presença ruído externo (a) e sinal com presença ruído externo (b). .	22
3.11	Sinal no acelerómetro e sinal no receptor.	22
3.12	Transmissor e receptor.	23
3.13	Sinal no acelerómetro e no receptor após desmodulação.	23
3.14	Modelo de campo eléctrico.	25
3.15	Placa do <i>transceiver</i>	26

3.16	Configuração do <i>transceiver</i>	26
3.17	Formas de onda no receptor.	27
3.18	Sensor transversal e longitudinal.	28
3.19	Unidade de detecção de campo eléctrico.	29
3.20	Caminho eléctrico criado entre o receptor e a referência (<i>ground</i>) da ponta de prova.	29
3.21	Montagem e forma de onda à saída do amplificador (receptor).	30
3.22	Circuito equivalente (a-antigo, b-novo).	31
3.23	Setup experimental para comunicação (a - HB1, b - HB2).	31
3.24	Esquema de comunicação (a) e Taxa de pacotes recebidos com sucesso (b).	32
3.25	Modo de transmissão (a) e transmissor (b).	34
3.26	Perda de sinal (<i>signal loss</i>) vs frequência (<i>frequency</i>).	35
3.27	Modelo de simulação.	35
3.28	Perda de sinal (<i>Signal loss</i>) vs frequência (<i>frequency</i>) - simulador.	36
3.29	Densidade de corrente vs distância - simulador.	37
3.30	Modo de transmissão (a), Sinal de interferência 1 (b) e Sinal de interferência 2 (c).	38
3.31	Potência do sinal recebido (<i>signal power</i>) vs frequência (<i>frequency</i>).	39
3.32	Modelo de simulação.	40
3.33	Potência do sinal recebido (<i>signal power</i>) vs frequência (<i>frequency</i>) - simulador.	40
3.34	Distribuição de campo eléctrico à frequência de 0.5 (a) e 30MHz (b).	41
3.35	Modelo de comunicação do corpo humano.	42
3.36	Impedância entre o eléctrodo de sinal e o plano de <i>ground</i> vs frequência - simulador.	43
3.37	Perda de sinal vs impedância de carga obtido - simulador.	43
3.38	Medição (a) e transmissor (b).	44
3.39	Perda de sinal vs impedância de carga.	45
3.40	Medição (a) e transmissor (b).	46
3.41	Modelo de simulação.	47
3.42	Perda de sinal vs frequência, eléctrodos 2x2cm (a) e eléctrodos 1x1cm (b).	47
3.43	Resultados de distribuição da corrente a 30MHz no simulador (a - sem e b - com eléctrodo de referência), o tamanho das setas é proporcional à amplitude de corrente.	48
3.44	Distribuição da densidade de corrente a 30MHz obtido no simulador (a - eléctrodos 2x2cm e b - eléctrodos 1x1cm).	48
4.1	Diagrama de blocos do <i>transceiver</i>	52

4.2	Conversor eléctrico-óptico (alimentação unipolar).	53
4.3	Conversor eléctrico-óptico (alimentação bipolar).	54
4.4	Conversor óptico-eléctrico.	55
4.5	Conversor óptico-eléctrico versão alimentação bipolar.	57
4.6	Eléctrodos (emissor e receptor).	58
4.7	Emissor.	59
4.8	Diagrama de blocos do TLC555 [4].	60
4.9	Circuito básico do TLC555 em modo astável com <i>duty-cycle</i> superior a 50% (a) e alteração necessária para ter <i>duty-cycle</i> variável (b).	60
4.10	Modulador.	62
4.11	Modulação BFSK.	62
4.12	Tensão DC de entrada do VCO vs frequência (com $R_1 = 3k\Omega$ e $C_5 = 39pF$).	63
4.13	Circuito alternativo ao VCO da PLL baseado num oscilador de <i>Hartley</i>	64
4.14	Diagrama de blocos do amplificador sintonizado.	65
4.15	Andar de entrada do amplificador sintonizado.	65
4.16	Ruído no andar de entrada do amplificador sintonizado.	67
4.17	Andares de ganho do amplificador sintonizado.	69
4.18	Andar de saída do amplificador sintonizado.	70
4.19	Diagrama de blocos do desmodulador.	71
4.20	Diagrama de blocos de uma PLL.	72
4.21	Filtro passa baixo e atraso-avanco passivo.	73
4.22	Comportamento duma PLL quando o sinal de entrada é incrementado Δw	74
4.23	Diagrama simplificado da MC74HC4046A.	75
4.24	Formas de onda nos comparadores 1, 2 e 3.	76
4.25	Valor típico da frequência central em função de R_1 e C_1	77
4.26	Valor da gama de <i>lock</i> em função de R_1 e C_1 (a) e valor típico da frequência de <i>offset</i> em função de C_1 e R_2 (b).	77
4.27	Andar de entrada do desmodulador.	78
4.28	Andar de amplificação e <i>schmitt trigger</i> do desmodulador.	79
5.1	Ganho (dBs) vs frequência obtido pelo simulador no conversor óptico-eléctrico versão unipolar.	84
5.2	Conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico versão unipolar (placas).	85
5.3	Formas de onda a 10kHz, 1MHz e 10MHz, na entrada do conversor eléctrico- óptico (a), na saída do amplificador (b) e na saída do conversor óptico- eléctrico (c).	86
5.4	Ganho (dBs) vs frequência obtido no simulador do conversor óptico-eléctrico com alimentação bipolar.	87

5.5	Conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico com alimentação bipolar (placas).	88
5.6	Simulador 555 [5].	89
5.7	Emissor (placa).	90
5.8	Formas de onda na saída do TLC555 (a), na entrada (b) e saída do modulador (c).	90
5.9	Ganho (dBs) vs frequência no amplificador sintonizado obtido pelo simulador.	92
5.10	Amplificador sintonizado (placa).	92
5.11	Formas de onda na entrada (a), no colector do segundo andar de ganho (b) e na saída do amplificador sintonizado (c).	93
5.12	Ruído obtido por simulação no andar de entrada e na saída do amplificador.	94
5.13	Desmodulador (placa).	96
5.14	Formas de onda na saída do filtro da PLL, à saída do amplificador e na saída do desmodulador.	97
5.15	Sistema final.	98
5.16	Montagem e formas de onda do sinal inicial (a), na saída do amplificador sintonizado (b), na saída do filtro da PLL (c) e no conversor óptico-eléctrico (d) com o emissor a 5cm.	100
5.17	Montagem e formas de onda do sinal inicial, na saída do amplificador, na saída do filtro da PLL e no conversor óptico-eléctrico (saída do amplificador do desmodulador) com o emissor no tricípete do meu braço direito.	101
5.18	Montagem e formas de onda do sinal inicial (a), na saída do amplificador sintonizado (b), na saída do filtro da PLL (c) e no conversor óptico-eléctrico (d) com o emissor no meu pulso direito.	101
5.19	Montagem e formas de onda do sinal inicial (a), na saída do amplificador sintonizado (b), na saída do filtro da PLL (c) e no conversor óptico-eléctrico (d) com o emissor no pulso esquerdo do meu colega.	102
A.1	Circuito simulado do conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico com alimentação bipolar.	106
A.2	Circuito simulado do amplificador sintonizado.	107
A.3	Circuito simulado do conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico.	108

Lista de Tabelas

3.1	<i>OOK vs Spread Spectrum.</i>	16
3.2	PER.	32
5.1	Tensões DC (em V) no conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico.	85
5.2	Tensões DC (em V) no conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico com alimentação bipolar.	88
5.3	Tensões DC (em V) no amplificador sintonizado (placa).	93
5.4	Ruído (em V) no amplificador sintonizado.	95

Lista de acrónimos

AC- *Alternating current* (corrente alterna);

BAN-*Body Area network* (rede de área corporal);

DC-*Direct current* (corrente contínua);

ECG- Electrocardiograma;

EEG- Electroencefalograma;

FDTD-*Finite difference time domain* (domínio de tempo diferencial finito);

FSK-*Frequency shift keying* (modulação por chaveamento na frequência);

GND-*Ground* (terra);

LED- *Light emitting diode* (diodo emissor de luz);

PAN-*Personal area network* (rede de área pessoal);

PCB- *Printed circuit board* (placa de circuito impresso);

PDA- *Personal digital assistant* (assistente digital pessoal);

PLL- *Phase lock loop* (malha de captura de fase);

SMD-*Surface mounted device*;

Vcc- Tensão de alimentação;

VCO- *Voltage controlled Oscillator* (oscilador controlado por tensão);

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

As redes de comunicação pessoal estão cada vez mais presentes na vida quotidiana, na medida em que cada vez mais gadgets electrónicos são usados rotineiramente, nomeadamente telemóveis, consolas de jogos, PDAs, entre outros. Embora, hoje em dia, a evolução tecnológica neste campo seja acelerada, tendo originado diversos tipos de tecnologias, como o *Bluetooth*, *Zigbee*, WiFi, Infravermelhos, ainda se apresentam vários problemas: elevados consumos de energia; alcance curto e pouco definido; pouca imunidade a interferências ou criação de excessiva de interferências; e insegurança.

Como meio de superar algumas destas limitações podemos recorrer ao corpo humano como próprio meio de comunicação. No entanto, o corpo humano também possui algumas limitações, como:

- Variação da impedância - o constante movimento do fluxo de sangue ao longo do corpo faz com que a impedância do corpo baixe significativamente nos sítios onde passa momentaneamente. O sangue apresenta uma boa condutividade;
- A sua resposta distinta em relação às diversas gamas de frequências;
- Posição em que o corpo se encontra que pode ou não contribuir para aumentar ou diminuir o grau de dificuldade de propagação do sinal.

Por outro lado, a transmissão usando o corpo humano parece ser uma solução bastante viável e ter um diverso número de aplicações, nomeadamente naquelas onde a segurança da informação é vital e o consumo de energia é muito importante. Exemplos de aplicação são:

- Simples troca de dados entre dispositivos electrónicos, como por exemplo dados de um cartão electrónico durante um aperto de mão [6];

- Troca de informações entre dispositivos pessoais (telefones, PDAs e cartões inteligentes) [6];
- Automatização e aumento da segurança de transacções comerciais, designadamente:
 1. Um telefone público com sensores PAN que pudesse automaticamente identificar o utilizador e que sendo assim não fosse necessário recorrer a cartões telefónicos e a PINs. Esta aplicação reduzia fortemente a fraude e era mais fácil e conveniente para os utilizadores. Para esta realização seria necessário que cada utilizador tivesse um cartão electrónico com a sua identificação e os seus dados [6];
 2. A colocação de sensores nos produtos. Por exemplo nos videoclubes, uma pessoa escolhia os seus vídeos e, na saída bastava simplesmente tocar num receptor que lia automaticamente quais eram os vídeos escolhidos pela pessoa, identificava a mesma e fazia o respectivo desconto no saldo do cartão multibanco, ou um cartão de utilizador do videoclube (que fosse possível carregar com algum crédito como é evidente) [6].
 3. Serviços de saúde – um simples tocar de dedo que pudesse identificar o paciente (descarregando a informação clínica do seu cartão de identificação) e mostrar a sua ficha clínica num computador. Isto pode ser muito útil em caso de acidente ou caso a pessoa não pudesse comunicar [6].
- Quando se chega a casa, a porta pode-se abrir facilmente, quando se toca na fechadura da porta e ela abrir automaticamente através de um fluxo de informação (código de identificação) que passa através do nosso corpo;
- Colocar o veículo a trabalhar só por um simples encostar de dedo;
- Monitorização de sinais vitais (por exemplo: ECG, EEG, pressão arterial, ...) através de sensores que sejam implantados ou externos, e efectuar a transmissão desses sinais para o nosso telemóvel ou PDA. Isto pode ser crucial para pessoas que tenham problemas cardíacos ou de doenças crónicas (por exemplo: diabetes ou asma);
- Sistema de transmissão de áudio através do corpo humano [7];
- Sistema de gravação, ou seja, um microfone colocado junto ao corpo e cujo sinal passa através do mesmo, e a informação fica armazenada num disco rígido que está colocado no interior de um bolso. Isto podia ser bastante útil para os jornalistas.

Portanto, todas estas possibilidades, perspectivaram ser muito interessante e motivador trabalhar nesta área, principalmente ao nível de possíveis aplicações biomédicas. De seguida apresentam-se alguns exemplos de aplicações.



Figura 1.1: Dados são enviados de um telemóvel para uns auscultadores sem fios pelo corpo humano [1].



Figura 1.2: Dados são transmitidos de um transmissor através do corpo humano para os óculos e em seguida passam dos óculos para o monitor [2].



Figura 1.3: Dados são transmitidos a partir de um transmissor que está colocado no chão e são enviados para um telemóvel através do corpo humano. O sistema funciona até com os sapatos calçados [1].

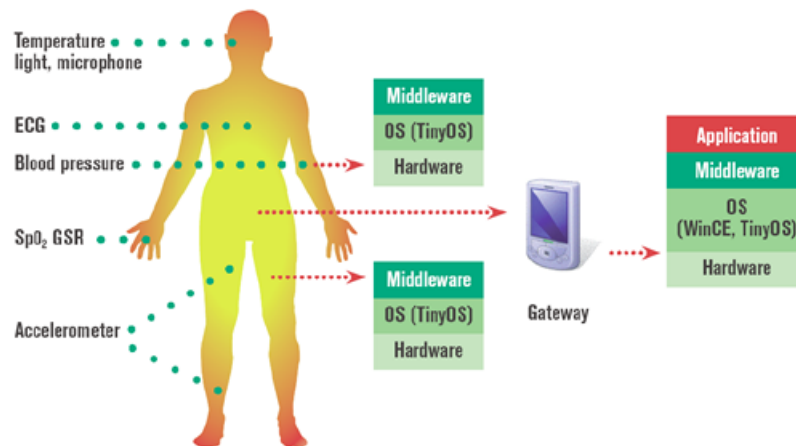


Figura 1.4: Aplicação do BAN na saúde (monitorização de sinais vitais e posterior envio para o PDA através do corpo humano) [3].

1.2 Objectivos

A construção de um emissor e um receptor (1 par formará um *transceiver*) que permitam a comunicação entre dois locais distintos da superfície do corpo humano, ou entre dois

indivíduos se estiverem em contacto (como por exemplo a darem um aperto de mão). O objectivo mínimo em relação à taxa de transmissão é de 1.6kbps (permite transmissão de sinais biológicos), no entanto a meta é a transmissão de áudio com boa qualidade, o que obrigará a aumentar o valor anterior em cerca de 2 ordens de grandeza! A implementação de um sistema capacitivo, como o que foi evidenciado para ser efectiva do ponto de vista prático tem forçosamente que ser *ultra-low-power* e apresentar, ao mesmo tempo, um peso e volume mínimo, o que se consegue idealmente, condensando os circuitos de interface num único circuito integrado. No entanto, para reduzir o risco de erro no “*1st silicon*”, no âmbito deste trabalho, será desenvolvido um protótipo com componentes discretos.

1.3 Organização da Tese

A tese encontra-se estruturada em seis capítulos:

- Capítulo 1- No capítulo 1 é realizada uma abordagem sobre os objectivos da tese, a motivação que levou a sua realização (indicando possíveis aplicações do corpo humano como meio de transmissão) e finalmente a sua estrutura.
- Capítulo 2- Neste é feita uma comparação entre as tecnologias já existentes e normalmente requisitadas em PAN, sublinhando as suas principais desvantagens e percebendo que nesse caso o corpo humano seria uma alternativa válida.
- Capítulo 3- Aqui é efectuado um tratamento sobre alguns protótipos já existentes que utilizam o corpo humano como meio de comunicação, começando naturalmente pelo pioneiro. Pelo meio da descrição dos protótipos, são introduzidos os estudos feitos pelas mesmas que os produziram. Após efectuar a descrição dos protótipos são abordados alguns estudos realizados no âmbito de determinadas características que devem ou não possuir os sistemas de transmissão para que a atenuação do sinal seja minimizada durante a transmissão.
- Capítulo 4- Este aborda a implementação (de todos os circuitos que foram construídos em PCB) do *transceiver*, ao nível dos seus diversos constituintes. É realizada uma explicação ao pormenor de cada circuito envolvente no *transceiver*.
- Capítulo 5- No capítulo 5 são colocados os resultados obtidos no simulador e os experimentais. Nos últimos são introduzidos os testes realizados individualmente a cada circuito para verificar o seu funcionamento. No final, inserem-se os resultados obtidos pelo sistema.

- Capítulo 6- Finalmente, no último capítulo, são colocadas as conclusões que se podem retirar do sistema projectado e implementado, assim como possíveis perspectivas de trabalho futuro.

Capítulo 2

BAN vs Outras tecnologias

2.1 Sumário

Existem diversas tecnologias que são utilizadas em PAN, no entanto é importante conhecer as suas principais vantagens/desvantagens e conhecer o porque do corpo humano (sublinhando as limitações e desvantagens das outras tecnologias) poder ser uma alternativa válida na comunicação entre dispositivos. Neste capítulo é feita então uma abordagem a estas tecnologias.

2.2 PAN/BAN

O PAN foi um conceito introduzido por *Tom Zimmerman* e *Neil Gershenfeld* em 1995. Estes investigadores definiram que a informação ao ser radiada está sujeita a perder-se ou mesmo a ter interferências durante a sua transmissão. Assim sendo, para não correr estes riscos, esta poderia ser transmitida com recurso ao corpo humano. Um simples aperto de mão poderia ser suficiente para transmitir informações pessoais entre seres humanos.

PAN significa *personal area network* (rede de área pessoal). É uma tecnologia de informação que interliga dispositivos que contemplem não só uma pessoa como também a sua área envolvente. A comunicação pode ser efectuada entre dispositivos pessoais (intra-pessoal) ou entre outros dispositivos que tenham o mesmo sistema de comunicação. Tipicamente, o seu raio de alcance é de alguns metros e este tipo de redes podem ser ligadas com ou sem fios [8]. Inicialmente, este conceito foi concebido exclusivamente para utilização do corpo como canal de transmissão, no entanto outras tecnologias que usam o ar como canal de transmissão ou um fio, foram adaptadas a ele. No que diz respeito às tecnologias com fios o USB é o exemplo mais sonante e ao nível das tecnologias sem fios destacam-se os infravermelhos, *Bluetooth* e mais tarde *Zigbee*. Paralelamente a este

conceito surge um outro, o BAN.

BAN (*body area network*) foi o conceito introduzido para denominar os sistemas que usam o corpo humano como canal de transmissão ou sistemas cujo raio de alcance é muito limitado (abrange só mesmo a pessoa em questão). O sistema BAN tem um alcance entre 1 a 2m enquanto o PAN pode ir até cerca de 10m (ou até mais) [9]. Os dispositivos que usem o corpo como canal de transmissão devem ter uma dimensão reduzida a fim de que o seu transporte não seja um incómodo para o indivíduo, um baixo consumo, possibilitarem boas taxas de transmissão e correcção de alguns problemas causados pela utilização de outros tipos de tecnologias. Estes aspectos foram fundamentais para o desenvolvimento do trabalho aqui proposto.

Assim sendo, pode dizer-se que o conceito BAN está englobado pelo conceito PAN.

2.3 Corpo Humano vs Outras Tecnologias

Aqui vai ser feita uma breve descrição de cada um dos principais tipos de tecnologias sem fios já utilizada em redes de comunicação pessoal, destacando sobretudo os seus problemas e as suas desvantagens, abrindo uma perspectiva de que o corpo humano como meio de transmissão pode ser solução para os seus defeitos. As tecnologias enunciadas, são os infravermelhos, *Bluetooth* e *ZigBee*.

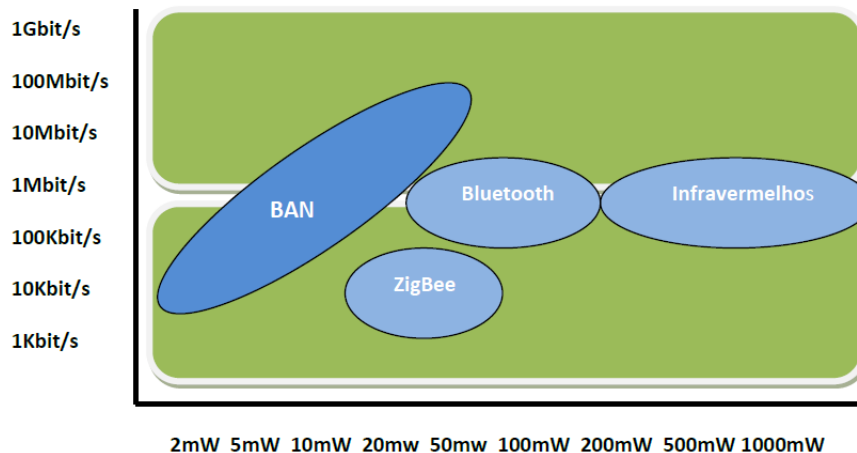


Figura 2.1: BAN vs ZigBee vs Bluetooth vs Infravermelhos.

2.3.1 Infravermelhos

Os infravermelhos foram descobertos por *William Herschel* (um astrónomo inglês) em 1800. Caracterizam-se por um tipo de radiação electromagnética cujo comprimento de

onda é menor que a luz visível e maior que a dos microondas. São usados em sistemas biomédicos, aparelhos de visão nocturna, na comunicação entre dispositivos (alcance de alguns metros) e transferência de ficheiros (alcance máximo cerca de 1m) [10]. Ao nível dos sistemas de comunicação pode-se destacar, por exemplo, a comunicação entre o PC e os seus periféricos, ou então entre um televisor e o seu comando. Nesta tecnologia é normalmente usado um díodo emissor (LED) e um fotodetector (fotodíodo) que funciona como o receptor de sinal, ou seja, só é possível fazer a comunicação entre dois dispositivos de cada vez. A troca de dados é *half-duplex*, quer dizer que o dispositivo ou está a transmitir ou a receber. No entanto, este tipo de tecnologia tem a vantagem de não sofrer interferências de outras ondas electromagnéticas (como por exemplo sinais de televisão). Contudo, os infravermelhos apresentam algumas desvantagens, nomeadamente:

- os dispositivos para efectuarem a transferência de dados tem de estar em linha de vista e devem ser colocados num ângulo de 30° e, no máximo, a um metro de distância [11];
- os dados transmitidos não são encriptados, isto é, qualquer dispositivo com infravermelhos pode receber os dados, mas é difícil de acontecer devido ao seu curto alcance;
- a sua velocidade de transmissão é limitada a 1Mb/s [11];
- tem um elevado consumo (corrente na ordem das centenas de mA- potências na ordem das centenas de mW).

Devido a estas desvantagens e especialmente ao facto dos dispositivos terem de estar em linha de vista, limita o uso deste tipo de tecnologia em redes de comunicação pessoal.

2.3.2 *Bluetooth*

O *Bluetooth* é uma tecnologia de comunicação sem fios entre dispositivos, normalmente usada em PAN, baseada na norma IEEE 802.15.1. Esta tecnologia começou a ser desenvolvida por volta de 1994 pela Ericsson com o objectivo de fazer a comunicação entre o telemóvel e os seus acessórios (auriculares, microfone, etc). Em 1998, a Nokia, IBM, Intel e Toshiba formaram o consórcio denominado *Bluetooth SIG* (*Special Interest Group*) com o objectivo de expandir o conceito de *Bluetooth* e estabelece-lo como um novo padrão industrial. Baseia-se numa ligação de rádio de curto alcance e baixo custo que permite a troca de informações entre dispositivos como telemóveis, PDAs, computadores portáteis entre outros, bem como o controlo dos mesmos [12]. Com uma área de alcance que pode ir de 1 até 100m, este tipo de tecnologia (comunicação via rádio) não necessita de visualização

directa e os dispositivos podem iniciar automaticamente uma troca de informação. A sua frequência é de 2.4GHz e pode atingir uma velocidade máxima de transmissão até 1Mb/s. O seu consumo pode ser de uma corrente entre 50 a 80mA em modo activo e cerca de 200uA em *stand-by*, correspondendo a potências entre 100 a 200mW. As aplicações podem ser ao nível de dispositivos médicos, industriais e domésticos, etc., como se pode constatar pelos exemplos enunciados:

- Abertura de portas de garagem;
- Vigilância de bebés;
- Estabelecimento de uma ligação à internet através de um computador que esteja ligado a um telemóvel com internet [13];
- Troca de ficheiros entre telemóveis ou outros dispositivos (impressoras, computadores portáteis, PDAs);
- Ouvir ficheiros de música MP3 ou rádio FM;
- Jogar jogos de multi-jogadores nos diversos tipos de consola que possuam este sistema (*Nintendo*, *Playstation*) [12];
- Comunicação entre um PC e os seus periféricos (rato, teclado, impressora), e entre outro tipo de dispositivos [12].

No entanto, o *Bluetooth* apresenta algumas desvantagens como o elevado consumo de energia, a baixa taxa de transmissão e principalmente a insegurança. A este nível é importante referir que permite:

- Um estranho nos possa enviar ficheiros (mesmo com a possibilidade de recusa do ficheiro), sendo que isto é designado de “*bluejacking*” [13];
- Um *hacker* experiente tenha acesso aos dados de um telemóvel (acesso a lista telefónica, ao IMEI) sem conhecimento ou autorização do utilizador, denominando isto por “*bluesnarfing*” [13];
- Uma pessoa que tenha acesso a um telemóvel pessoal pode com o conhecimento dos seus comandos efectuar chamadas, enviar mensagens ou até mesmo aceder à internet a partir do telemóvel de um dado utilizador. Como meio de evitar estas complicações e garantir uma máxima segurança o melhor é desligar o *Bluetooth* no fim da sua utilização [13].

Posto isto, o uso deste tipo de tecnologia torna-se pouco recomendado para redes de comunicação pessoal, principalmente devido aos problemas de segurança.

2.3.3 *ZigBee*

O *Zigbee* é uma tecnologia bastante recente que surgiu em Dezembro de 2004. No entanto, a sua apresentação em público ocorreu em Julho de 2005 e a entidade responsável por este protocolo é a *ZigBeeTM Alliance* (associação de várias empresas). Caracteriza-se por uma tecnologia de comunicação sem fios baseada na norma IEEE 802.15.4, utilizada sobretudo em redes de comunicação pessoal. Relativamente as outras tecnologias o *ZigBee* pretende associar a transmissão de dados com elevada fiabilidade e um reduzido consumo energético [14]. O *ZigBee* surgiu com o objectivo de uniformizar o desenvolvimento de um sistema standard em que se destacasse sobretudo, por uma elevada compatibilidade. Assim sendo, as principais características do *ZigBee* são:

- Alcance de 1 até 100m [15];
- Baixo consumo (em modo activo até um máximo de 30mA e 3uA em Stand-by), potência entre 20 a 50mW [14];
- Elevada autonomia das baterias (100 até 1000dias);
- Taxa de transmissão máxima de 250kb/s [14];
- Comunicações até entre 65536 dispositivos [14];
- Actua na banda de frequências dos 2.4GHz ou então na de 815MHz na Europa e na de 915MHz nos EUA e Austrália (isto depende da sua aplicação);
- Necessidade de um microcontrolador para cada dispositivo ZigBee [15].

Com estas características o *ZigBee* tem diversas aplicações, sobretudo nas áreas da domótica, indústria e serviços móveis, como por exemplo:

- Monitorização e controlo de terminais móveis [15];
- Luzes inteligentes, controladores de temperatura [15];
- Sistemas de segurança [15];
- Controlo de processos industriais [15];
- Detectores de fogo e presença [15];
- Sensores de água, entre outras aplicações [15].

Contudo o ZigBee tem algumas desvantagens, designadamente uma baixa taxa de transmissão (tornando-se, assim, difícil a transferência de imagens ou de música de leitor para uns auscultadores sem fios), o facto de cada dispositivo *ZigBee* necessitar de um micro-controlador, e o seu consumo ainda é considerado elevado em aplicações cujos sensores estejam colocados no interior do corpo humano.

Face as diversas desvantagens apresentadas pelas diferentes tecnologias, surgiu novamente a ideia de se apostar no corpo humano como canal de transmissão, na tentativa de corrigir esses problemas. O dispositivo desenvolvido procurou respeitar as características já anteriormente enunciadas e com isso corrigir já um dos principais problemas enunciados nas diferentes tecnologias, o consumo. Para além, e contrariamente aos sistemas rádio, tem um raio de acção perfeitamente definido.

Capítulo 3

Estado de Arte

3.1 Sumário

Neste capítulo são apresentados os trabalhos já realizados que recorrem ao corpo humano como canal de transmissão. A maioria dos artigos reportados na literatura, além de falarem sobre os protótipos desenvolvidos, também fazem referência a testes que foram realizados sobre a resposta do corpo humano e a modelos de simulação criados. Basicamente sobre cada artigo vão ser focados os aspectos importantes bem como os resultados obtidos. Começa por fazer referência ao protótipo pioneiro, que foi desenvolvido por *Tom Zimmerman* no ano de 1995. Sobre este é feita uma descrição sucinta do seu funcionamento, da sua implementação e do material usado para o efeito. Os protótipos desenvolvidos vão ser colocados por ordem cronológica de desenvolvimento, e no final de cada um vai ser feita uma breve crítica pessoal. A informação de cada protótipo vem proveniente de artigos publicados no âmbito de sistemas que utilizam o corpo humano como canal de transmissão. Em cada um vai ser feita referência ao artigo usado para o efeito.

Após efectuar a descrição dos protótipos, vão ser abordados alguns estudos realizados no âmbito de determinadas características que devem ou não possuir os sistemas de transmissão para que atenuação do sinal seja minimizada durante a transmissão. A informação sobre estes estudos também vem proveniente de artigos que vão ser referenciados.

3.2 Apresentação detalhada dos trabalhos já realizados

Os trabalhos aqui referenciados possuem todos dois eléctrodos, um para transmissão de sinal e outro para referência, porém no desenvolvimento do sistema implementado neste projecto, apenas foi usado um único eléctrodo, o de sinal.

3.2.1 Zimmerman-1995

Esta parte da tese foi realizada com base em [16] e [17], quer ao nível de informação, quer ao nível de figuras.

PAN, como já foi analisado anteriormente, foi um conceito, introduzido pelo investigador *Zimmerman* para denominar um sistema de comunicação desenvolvido por ele em conjunto com a sua equipa que se baseava em dispositivos electrónicos, que trocavam informação digital através do corpo humano. A informação era transmitida através da modulação dos campos eléctricos e do acoplamento de correntes electrostáticas pelo corpo humano sendo que a corrente transmitida pelo mesmo era cerca de 50pA.

A portadora usada foi relativamente baixa para que a energia propagada seja mínima e assim não ocorram interferências entre sistemas PANs vizinhos. O *transceiver* desenvolvido usa um microcontrolador (PIC16C71) para a aquisição do sinal. De seguida é feita uma descrição do protótipo transceiver desenvolvido.

3.2.1.1 Desenvolvimento do Protótipo

O objectivo deste protótipo *transceiver* PAN *half-duplex* é efectuar a troca de dados digitais através do corpo humano usando os campos eléctricos gerados por um circuito electrónico de baixo custo e de pequena dimensão. Este faz uma combinação de circuitos analógicos e digitais, neste caso um *chopper* bipolar controlado por um microcontrolador digital.

Elementos funcionais

Os elementos funcionais do *transceiver* estão ilustrados na figura 3.1.

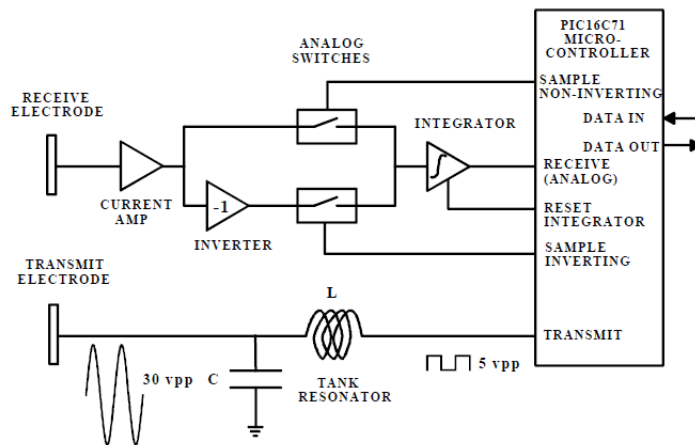


Figura 3.1: Diagrama de blocos do *half-duplex transceiver*.

O sistema usa circuitos analógicos para efectuar a detecção síncrona sob o controlo do microcontrolador. Esta combinação tem como vantagem o facto de os circuitos analógicos conseguirem integrar sinais, na ordem dos microvolts e mais rápidos do que, a resolução temporal e de tensão da ADC do microcontrolador. A linha de saída digital do microcontrolador activa um circuito de ressonância (*tank resonator*) que a partir de uma onda quadrada de 5Vpp de amplitude gera uma sinusoidal com 30Vpp e injecta-a no corpo através do eléctrodo de sinal localizado no transmissor. A taxa de transmissão máxima é de 2.4kb/s. O receptor consiste num amplificador de transresistência que converte uma corrente de nanoamperes num sinal de microvolts. A seguir ao amplificador de corrente vem um amplificador de tensão, o qual pode ser programado digitalmente para um dado ganho (1, 10 ou 100). A amplificação pode ser aplicada no integrador ou no inversor (que efectua uma mudança do sinal da tensão aplicada). A selecção do ganho é feita pelo microcontrolador, sincronizando o sinal transmitido para produzir um sinal de polaridade constante (positiva ou negativa), que posteriormente vai ser integrado num valor suficientemente grande, para ser digitalizado pela ADC do microcontrolador (0-5V, 8bits, 19.5mV por divisão). O microcontrolador usa o sinal digital integrado para determinar o estado lógico do bit recebido. O integrador é descarregado após cada mensagem de bit. Esta técnica (integrar e descarregar) minimiza a ISI – interferência entre símbolos. Quando a mensagem de bit for recebida e desmodulada, o microcontrolador transfere-a para um computador através de fibra óptica. Isto é feito para isolar electricamente o *transceiver* para que deste modo este possa ser avaliado independentemente de algum caminho de massa que possa ser criado pelo meio envolvente (que pode influenciar o sinal). Além disso, a conexão óptica também é extremamente útil para eliminar erros de código, que são causados pela ligação de pontas de prova ao *transceiver*.

Construção dos Protótipos

Os protótipos do receptor e do transmissor vêm ilustrados na figura 3.2. Estes têm dimensões de 94x120x37mm³. Ambos possuem dois eléctrodos.



Figura 3.2: Protótipos receptor (esquerda) e do transmissor (direita).

Ao nível do consumo, o protótipo necessita de ser alimentado por baterias de 9V, para funcionar durante algumas horas. O elemento que consome mais energia é o LED emissor, no entanto este não faz parte do *transceiver* (apenas é usado para testes). Os 9V são regulados para 5V para alimentar o PIC e o cristal oscilador. Os outros elementos são alimentados a $\pm 9V$. O PAN *transceiver* apresenta um consumo total de 400mW.

Modulações

Foram usadas duas estratégias de modulação: OOK (*on-off-keying*) e sequência directa de espectro largo (*direct sequence spread spectrum*). Na modulação OOK, quando o bit é 1 a portadora vai a on e quando é 0 vai a off. A relação sinal-ruído melhora quando se aumenta a tensão de transmissão (amplitude do sinal). A sequência directa modula a portadora com uma sequência pseudo-aleatória (PN - *Pseudonoise-sequence*), produzindo uma largura de banda muito maior do que a largura de banda do sinal. Aqui quando o bit a transmitir é 1, este transmite a sequência inteira e quando é 0, transmite a sequência invertida. A relação sinal-ruído melhora com o aumento do comprimento da sequência PN. O protótipo é capaz de detectar os dois tipos de modulação. Na primeira, os interruptores do *chopper* são conduzidos pela frequência portadora e o resultado integrado é comparado com uma sequência de *threshold* fixa para determinar o valor da mensagem de bit. A detecção de fase quadrática é implementada através da realização de duas sequências de integração, a 0 e a 90° , para cada mensagem de bit. Na outra codificação, os interruptores são conduzidos pela sequência PN e o resultado do integrador é correlacionado com dois *thresholds*. Se a correlação for maior que o *threshold* positivo o bit é 1, se for menor que o *threshold* negativo o bit é 0. Se a correlação estiver entre os dois *thresholds* nenhum bit é recebido. Quando a mensagem for recebida e desmodulada é enviada automaticamente para o computador através da fibra óptica, que se encontra electricamente isolada do *transceiver*. As duas técnicas de modulação foram comparadas, colocando-se o *transceiver* num pedaço de madeira e separados por uma distância de 20cm. A amplitude do sinal integrado recebido em unidades da ADC (máximo 255) é dada pela seguinte tabela:

Transmissor	Receptor	Sinal Recebido	Comparação(%)
Spread	Spread	149	100
OOK	OOK	90	60(com tank ressonator)
OOK	OOK	62	41(sem ressonator)
OOK	OOK	27	18
OOK	Spread	2	1

Tabela 3.1: *OOK vs Spread Spectrum*.

Como se pode observar pela tabela o *spread spectrum* produz um sinal recebido com maior amplitude. O *tank ressonator* melhora o desempenho da modulação OOK em cerca

de 50%, mas em comparação com o *spread spectrum* é apenas 60% tão eficaz como este.

Demonstração do Protótipo

A demonstração do protótipo desenvolvido é ilustrado na figura 3.3.

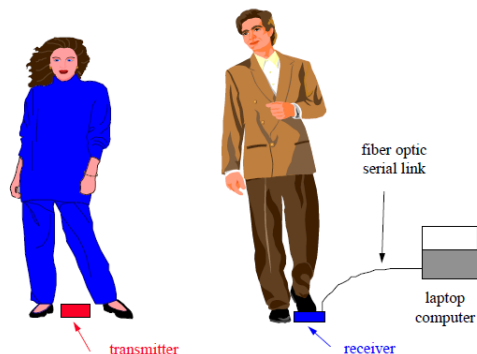


Figura 3.3: Demonstração do Protótipo PAN.

O sistema consiste num transmissor e num receptor, ambos alimentados por uma bateria e um computador onde os dados são ilustrados e analisados. O transmissor contém um microcontrolador que está continuamente a enviar caracteres ASCII. A parte de baixo do transmissor que contém o eléctrodo de referência está em contacto com o *ground* e a parte de cima do transmissor que possui o eléctrodo de sinal está próximo do corpo da mulher efectuando o acoplamento de um campo eléctrico modulado ao corpo desta. A parte de baixo do receptor, o eléctrodo de referência está em contacto com o *ground*, enquanto o pé do homem está colocado em cima do receptor efectuando o acoplamento com o eléctrodo de sinal do receptor. Quando estes estão próximos, mais concretamente quando dão um aperto de mão, um circuito eléctrico fica completo e passa uma corrente na ordem dos nanoamperes pelos corpos e chega ao receptor. A outra parte da corrente passa para o *ground*. Quando os caracteres ASCII chegam ao receptor são desmodulados e enviados para o computador. O receptor limpa o bit de topo de cada mensagem de bit a fim de que mensagens/bits errados sejam entendidos como bits de controlo. Este receptor não usa técnica de correcção de erros a fim de demonstrar a degradação do sinal com a distância. No computador os caracteres ASCII recebidos são exibidos.

3.2.1.2 Crítica Zimmerman-1995

O protótipo desenvolvido foi um grande passo não só para a criação de sistemas que utilizam o corpo humano como canal de transmissão, como também para a introdução de um novo conceito, o PAN. A maneira como o protótipo foi testado, já mostrava que

tinha sido efectuado um estudo prévio sobre as possíveis interferências das partes metálicas do computador ou de algum aparelho que estivesse próximo do *transceiver*, e de algum modo pudessem influenciar o resultado da experiência. Isto, como é óbvio poderia levar a um aperfeiçoamento dos resultados obtidos e por em causa a fiabilidade do sistema. Contudo para evitar este problema recorreu-se à fibra óptica para o transporte de sinal desde o receptor até ao computador, isolando assim electricamente o *transceiver*. Uma outra observação que pode ser feita é em relação ao contacto entre o eléctrodo de referência (emissor e receptor) e o *ground*, que claramente vai melhorar os resultados, através do acoplamento de referências (*ground*) entre o emissor e o receptor.

Face a tecnologia existente na época, o protótipo parece ser bastante sofisticado, no entanto este ainda apresentava dimensões muito grandes para ser transportado por um indivíduo sem ser incómodo e o seu consumo de energia era elevado (400mW). Por fim, a sua taxa de transmissão era relativamente baixa (máxima de 2.4kb/s) para a transmissão de algum tipo de informação (imagens ou um ficheiro de música, por exemplo). No que diz respeito à tese, salienta-se a escassez de resultados experimentais, daí o facto de não ser possível alongar muito a crítica.

Seguidamente é anunciado outro protótipo desenvolvido em 2003 por *Keisuke Hachisuka*, *Azusa Nakata* e *Teruhito Takeda*.

3.2.2 *Hachisuka-2003*

O protótipo descrito nesta secção foi fundamentado em [18] ao nível de texto e figuras.

O artigo descreve testes que foram elaborados relativamente ao comportamento do corpo humano como canal de transmissão. Formou-se um modelo de simulação do braço humano sobre o qual foram feitos testes experimentais, verificando-se que no intervalo de frequências de 1 a 10MHz este apresenta o mesmo comportamento que o corpo humano. No final, foram desenvolvidos e testados dois protótipos de *transceiver*, um que transmite o sinal analogicamente e outro que transmite digitalmente. No transmissor e no receptor são utilizados dois eléctrodos (um para sinal e outro para a referência) que necessitam de estar em contacto directo com o corpo humano para efectuar a transmissão de sinal - sistema condutivo.

3.2.2.1 Experimental

Características da Transmissão do Sinal

A fim de determinar as características do corpo humano foram empregados dois pares de eléctrodos e pasta condutora. Um par de eléctrodos foi colocado junto ao pulso e o outro na parte superior do braço. A figura 3.4 ilustra a montagem efectuada.

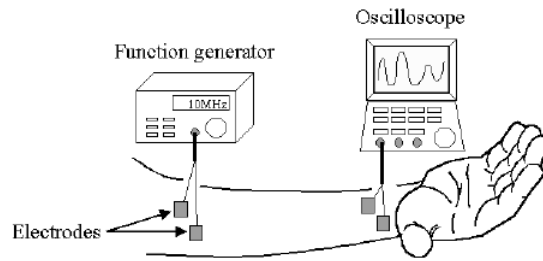


Figura 3.4: Montagem efectuada para o teste do corpo humano como canal de comunicação.

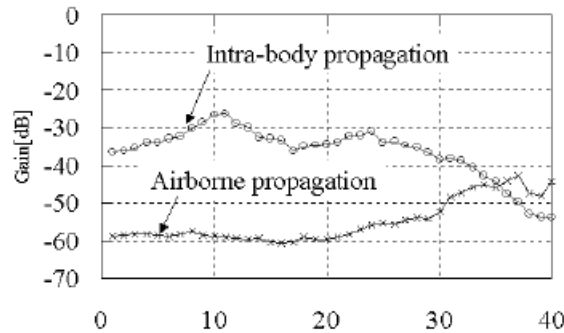


Figura 3.5: Comparação entre a atenuação da propagação de sinal pelo corpo humano e pelo ar.

O gerador de sinal encontra-se ligado aos eléctrodos colocados na parte superior do braço que gera uma onda sinusoidal com amplitude de 1Vpp com uma frequência variável entre 1 e 40 MHz. A forma de onda é medida nos eléctrodos colocados junto ao pulso através de um osciloscópio. A figura 3.5 ilustra o gráfico do ganho (atenuação) da propagação da onda pelo corpo humano e pelo ar, podendo-se, ainda, observar que a propagação regista uma atenuação mínima de 26dBs no braço por volta dos 10MHz e que a propagação no ar passa a sofrer uma atenuação inferior à do corpo humano a partir dos 30MHz. Previamente já tinha sido elaborado um estudo entre a frequência de 10 a 100kHz, mas verificou-se que a atenuação era muito acentuada (cerca de -73dB). Com este estudo, pode-se concluir que a frequência indicada para transmitir sinal pelo corpo humano é de 10MHz.

Ao nível do material dos eléctrodos foi feito um estudo sobre o tipo de material de que os eléctrodos eram constituídos e mediu-se a impedância do contacto de cada um deles, para os diferentes tipos de material variando a frequência. Através da figura 3.6 é possível certificar-se que a impedância é semelhante para cada tipo de material ao longo

da frequência, ou seja, pode-se usar diferentes tipos de eléctrodos que isso não influencia o resultado.

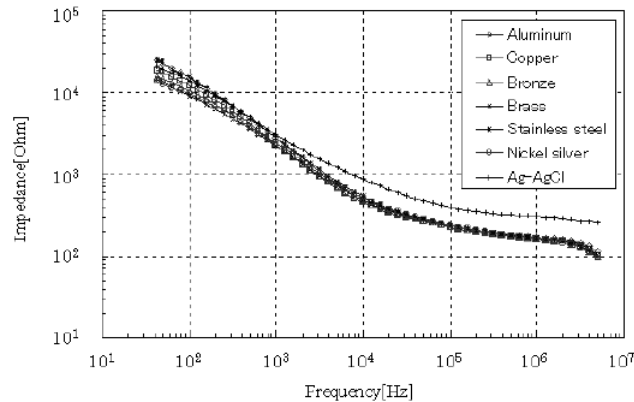


Figura 3.6: Impedância do contacto de diferentes materiais ao longo da frequência.

Modelo do Braço Humano

Produziu-se um modelo de simulação do braço humano, tomando este como uma coluna. O modelo criado consiste num isolador que contém um líquido condutor. Após a investigação das diferenças que existem no material, na espessura do isolador e na concentração dos condutores na solução, foi desenvolvido um cloreto de polivinilo (PVC) preenchido com 0.9% de soro fisiológico. A figura 3.7 realça o modelo desenvolvido.

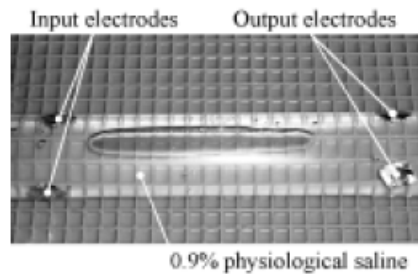


Figura 3.7: Modelo de simulação desenvolvido.

A espessura do PVC é de 98 μ m (muito semelhante à da pele). O próximo passo foi analisar as características de transmissão do modelo criado e realizou-se uma comparação em relação aos valores obtidos no corpo humano. O gráfico da figura 3.8 evidencia a comparação entre ambos.

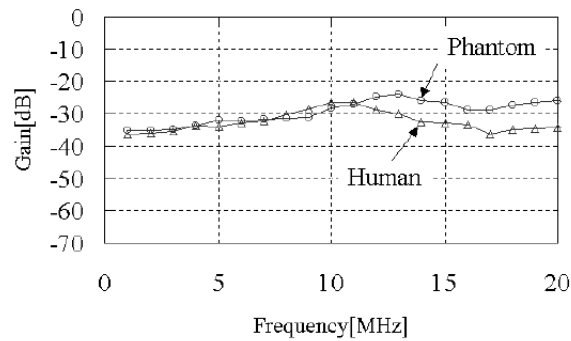


Figura 3.8: Ganho obtido no Corpo humano vs modelo de simulação.

É possível averiguar que até aos 10MHz as curvas quase se sobrepõem, isto é, o modelo de simulação é quase perfeito até aí. A partir dos 10MHz já se observam algumas diferenças, embora as formas das curvas permaneçam idênticas.

3.2.2.2 Dispositivos Protótipos

Transmissão analógica de dados

Foram desenvolvidos e montados transmissores e receptores FM pequenos, leves e de baixo consumo. O receptor e o transmissor apresentam dimensões de $3 \times 3 \text{ cm}^2$ (figura 3.9). Sem pilhas (são alimentados com 3V) o receptor e o transmissor pesam 5.4g e 4.3g, respectivamente. A frequência portadora escolhida para a transmissão foi de 10.7MHz, porque raramente é usada, tem pouco ruído associado a esta e finalmente porque é aquela que à qual o corpo humano apresenta uma atenuação mais baixa.

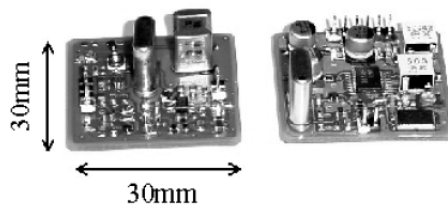


Figura 3.9: Transmissor e receptor.

Com recurso a estes aparelhos foi medida a influência do ruído externo sobre os mesmos, sendo que os aparelhos escolhidos para causar o ruído externo foram um telemóvel, um secador, um microondas e um tubo de raio cátodo (CRT). Sobre o corpo foi aplicado pelo transmissor uma sinusóide de com 500Hz de frequência e uma amplitude de 0.2Vpp. A

figura 3.10 ilustra os gráficos do sinal sem a presença de ruído e com a presença de ruído. Como se pode observar a amplitude do sinal é praticamente a mesma em ambos os casos, o que prova que este tipo de transmissão é independente do meio onde estamos situados.

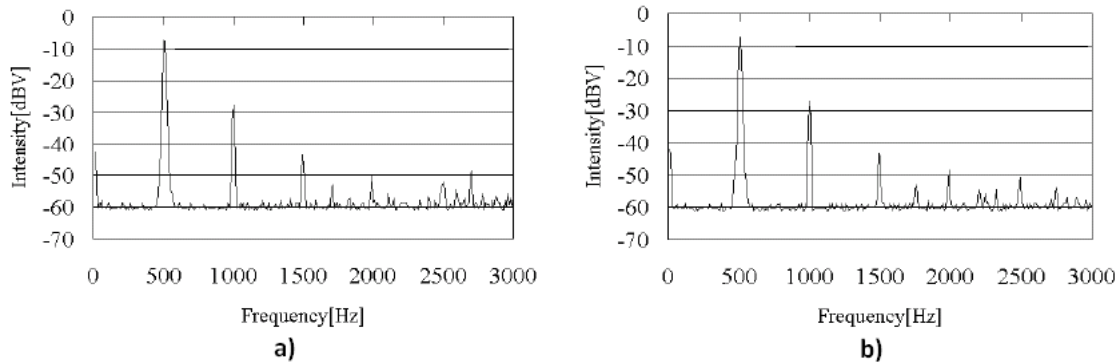


Figura 3.10: Sinal sem presença ruído externo (a) e sinal com presença ruído externo (b).

Além disto, ainda foi elaborada uma outra experiência em que desta vez se fez passar através do corpo humano um sinal cardíaco obtido através de um acelerômetro, que estava situado junto ao coração utilizando-se como fonte de ruído externo um torno mecânico. A figura 3.11 ilustra o sinal no acelerômetro e o sinal no receptor após atravessar o corpo humano. Como se pode ver o sinal é praticamente imune ao ruído, uma vez que a sua amplitude se mantém, apesar de possuir alguma interferência.

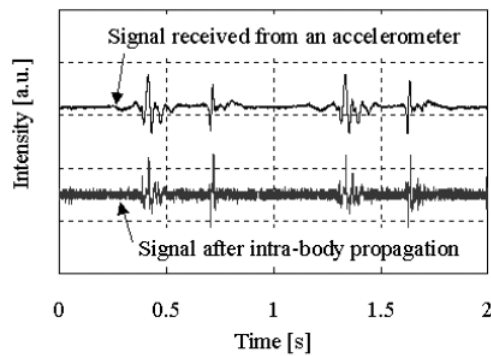


Figura 3.11: Sinal no acelerômetro e sinal no receptor.

Transmissão digital de dados

Nesta parte foi desenvolvido outro transmissor e outro receptor para a transmissão digital do sinal pelo corpo humano utilizando-se o tipo de modulação FSK (*frequency shift*

keying). Os novos dispositivos apresentam as mesmas dimensões e o mesmo peso dos anteriores. A figura 3.12 ilustra os novos dispositivos desenvolvidos.

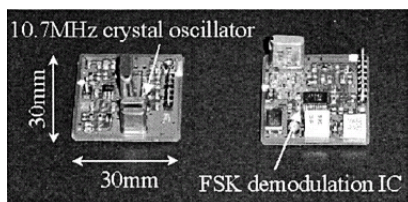


Figura 3.12: Transmissor e receptor.

A portadora usada é a mesma que no caso anterior. O sinal a transmitir pelo corpo é obtido através de um óxímetro colocado num dedo, que depois de modulado é transmitido para o corpo com uma taxa de 9.6kb/s. Após passar pelo corpo humano, o sinal é desmodulado no receptor, o qual se encontra ligado a um osciloscópio. A comparação entre o sinal enviado e o recebido no receptor (depois de desmodulado) é observado na figura 3.13. É possível visualizar uma latência entre os sinais de 180uS, realçando-se o facto do sinal se encontrar invertido, na saída. A transmissão digital do sinal foi alcançada sem perdas.

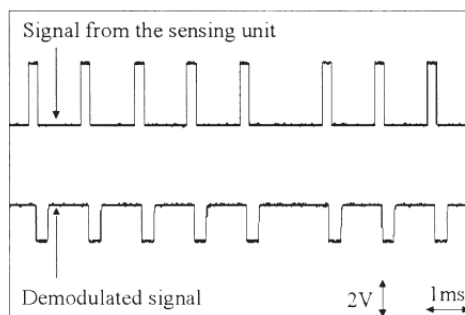


Figura 3.13: Sinal no acelerómetro e no receptor após desmodulação.

3.2.2.3 Crítica *Hachisuka-2003*

O artigo revela aspectos bastante importantes, designadamente que, a frequência ideal para se transmitir sinal através do corpo humano são os 10MHz e que o material de que são feitos os eléctrodos não influenciam o resultado numa experiência visto que a impedância é praticamente igual para cada tipo de material ao longo da frequência. Os protótipos desenvolvidos apresentam resultados bastante interessantes. No entanto ocorrem três problemas, um devido ao facto do sistema ser condutivo, isto é os eléctrodos tem de estar em contacto directo com o corpo humano para a transmissão de sinal (pode até causar

problemas, como por exemplo irritação da pele), outro relativo novamente à utilização de dois eléctrodos e finalmente a ocultação da distância entre o emissor e o receptor que não é referida, contudo pensa-se que a distância seja a mesma usada para o teste do corpo como canal de transmissão (figura 3.4) . Postas estas suspeições, os resultados obtidos pelos protótipos não merecem grande fiabilidade. Uma outra falta de informação que também é de realçar é a não referência do consumo dos vários protótipos desenvolvidos.

Por fim salienta-se o aumento da taxa de transmissão de 2.4kb/s para 9.6kb/s, embora não seja um aumento muito significativo e ainda seja uma taxa de transmissão baixa para as aplicações que se pretendem criar com este novo sistema de comunicação, é sempre importante salientar os avanços.

Prosseguindo no tempo, avança-se até ao artigo publicado a 4 de Junho de 2004 que reflecte um *transceiver* produzido por *Mitsuru Shinagawa*, baseado num sensor electroóptico.

3.2.3 *Shinagawa-2004*

A informação aqui referenciada do protótipo (e as figuras), bem como dos estudos efectuados foi baseada em [19].

Os sistemas de comunicação desenvolvidos até esta altura, que se servem do corpo humano como canal de comunicação, tinham um baixo alcance e uma baixa taxa de transmissão porque usavam sensores eléctricos. Estes sensores possuíam uma impedância de entrada baixa, o que tornava muito difícil a detecção de sinais no corpo humano. Com vista a contornar esse problema desenvolveu-se um sistema que usa um sensor electroóptico para a detecção dos sinais no corpo humano e tem a particularidade de possuir uma impedância de entrada e uma largura de banda elevadas, o que o torna óptimo para detecção precisa de campo eléctricos rápidos e de baixa intensidade. O *transceiver* desenvolvido permite uma comunicação *half-duplex* (ou seja não transmite nem recebe simultaneamente) com uma taxa de transmissão de 10Mb/s até uma distância de 150 cm. Além disso, permite a comunicação entre duas pessoas quando existe um contacto entre ambas. Seguidamente é elaborada uma descrição do *transceiver* criado e dos resultados alcançados.

3.2.3.1 *Transceiver*

Modelo de campo eléctrico

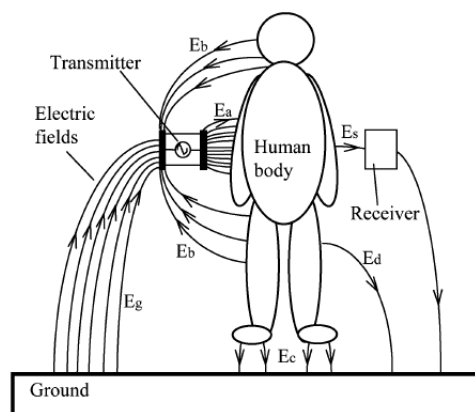


Figura 3.14: Modelo de campo eléctrico.

A figura 3.14 descreve o modelo do campo eléctrico criado pelo corpo humano. O transmissor vai induzir o sinal no corpo humano provocando um campo eléctrico (E_a) entre o transmissor e o corpo humano, sendo que depois este campo eléctrico criado flui para o *ground*. No receptor é detectado o campo eléctrico E_s (uma pequena parte de E_a), que apresenta uma intensidade muito baixa. A maioria da intensidade de E_a é cancelada pelo eléctrodo de referência (*ground*) do transmissor (responsável pela criação de campo eléctrico – E_b) e pelos pés que estão em contacto directo com o *ground* (E_c).

Configuração do transceiver

O *transceiver* tem como dimensões $15 \times 55 \times 80 \text{ mm}^3$. Apresenta um consumo de 650mW e é alimentado com uma pilha de 5V. A figura 3.15 mostra o interior do *transceiver* e a localização do transmissor e do receptor. Este é ligado a um PDA através de um NIC (*Network Interface Card*).

pacotes pelo circuito detector de pico e pelo comparador 2. Posteriormente são analisados e demonstrados os sinais à saída de cada bloco do receptor, como nos indica a figura 3.17.

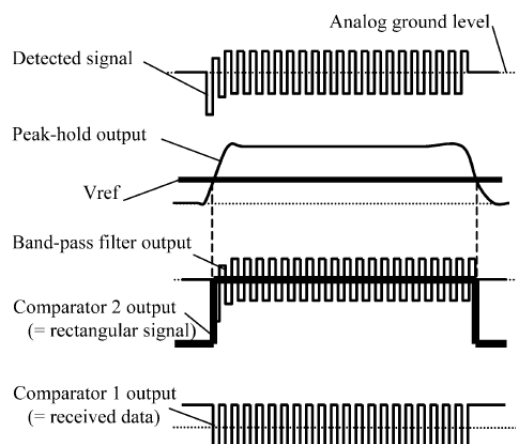


Figura 3.17: Formas de onda no receptor.

A primeira forma de onda é a detectada pelo sensor de campo eléctrico que não detecta sinais de baixa frequência (incluído sinais DC), daí a referência do sinal ser o *ground*. O sinal à saída do detector de pico vem posteriormente. O tamanho do pacote recebido é dado pelo comprimento da forma de onda rectangular obtido na saída do comparador 2. Por fim, o sinal na saída do comparador 1 são os dados recebidos.

Unidade de detecção de campo eléctrico

Na unidade de detecção do campo eléctrico são disponibilizados dois sensores, um transversal e outro longitudinal. O primeiro é sensível a campos que são perpendiculares à propagação do laser e o longitudinal é sensível a campos paralelos à propagação do laser, como a figura 3.18 exemplifica.

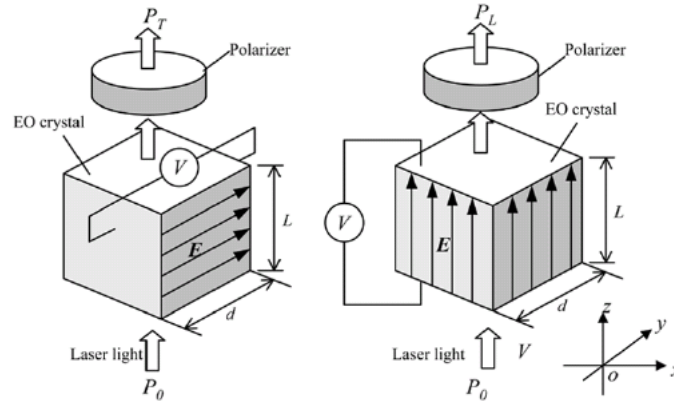


Figura 3.18: Sensor transversal e longitudinal.

No cálculo da potência luminosa emitida por cada sensor considerou-se o modelo cúbico. Sendo assim P_T (potência luminosa transversal) e P_L (potência luminosa longitudinal) são dadas por:

$$P_T = SP_o \int_0^L Edz = SP_o \int_0^L \frac{V}{d} dz = SP_o V \frac{L}{d} \quad (3.1)$$

$$P_L = SP_o \int_0^L Edz = SP_o \int_0^L \frac{V}{L} dz = SP_o V \quad (3.2)$$

S representa o coeficiente de sensibilidade peculiar do cristal, P_o a intensidade de luz incidente e V a tensão de entrada do cristal. A eficiência da conversão dP_L/dV é constante para o sensor longitudinal, no entanto dP_T/dV para o sensor transversal não é constante e torna-se facilmente grande devido ao estreitamento de d e ao aumento de L . Isto confere uma maior sensibilidade ao sensor transversal. Na figura 3.19 é ilustrado um esquema da unidade de detecção do campo eléctrico. A unidade é formada por um cristal EO transversal, um LED e fotodetectores.

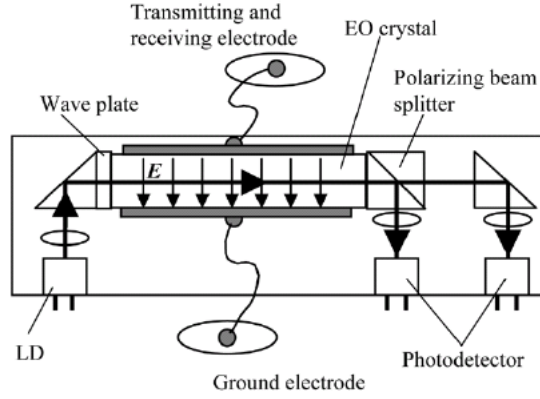


Figura 3.19: Unidade de detecção de campo eléctrico.

O campo eléctrico criado pelo corpo humano é a entrada para o cristal que vai alterar o seu índice de refração. Este campo flui para o eléctrodo de referência. A luz emitida pelo LED vai passar através do cristal e a polarização do laser vai alterar consoante a intensidade do campo. A mudança de polarização é convertida numa intensidade pelo *polarization beam splitter* sendo, posteriormente, enviado para os fotodetectores que convertem a intensidade luminosa num sinal eléctrico (corrente).

3.2.3.2 Resultados Experimentais

Modelo de Simulação

Na medição dos resultados é utilizada uma ponta de prova de alta impedância e no momento em que esta e a sua referência (*ground*) entram em contacto com o receptor é criado mais um “caminho eléctrico” entre o este e o *ground*, como traduz a figura 3.20.

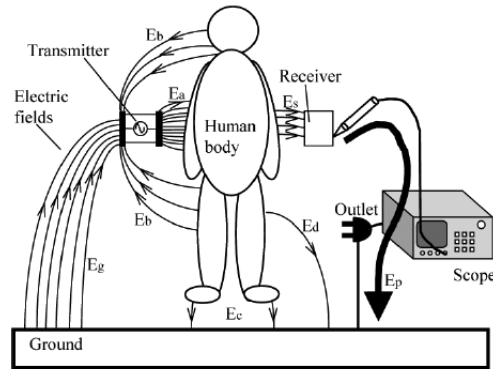


Figura 3.20: Caminho eléctrico criado entre o receptor e a referência (*ground*) da ponta de prova.

Muito do campo eléctrico (E_p) escapa pela ponta de prova e o campo criado entre o receptor e o corpo humano vai-se tornando mais largo devido a este novo “caminho” criado. A utilização de pontas de prova electroópticas (EO) permite evitar esse processo, pois estas são isoladas e assim impedem a criação de mais “caminhos”. Estas são usadas para estimar a performance dos *transceivers*. Assim, foi criado um modelo de simulação do corpo humano que é constituído por polímeros e tem dimensões de $150 \times 15 \text{ cm}^2$, encontrando-se esse mesmo modelo suspenso, preso por fios isolados. O eléctrodo receptor é colocado a cerca de um metro do transmissor. A forma de onda retirada do receptor é a saída do amplificador (ponto A na figura 3.16). O transmissor gera um sinal de 10Mb/s [01 010 011] e observa-se a forma de onda no receptor:

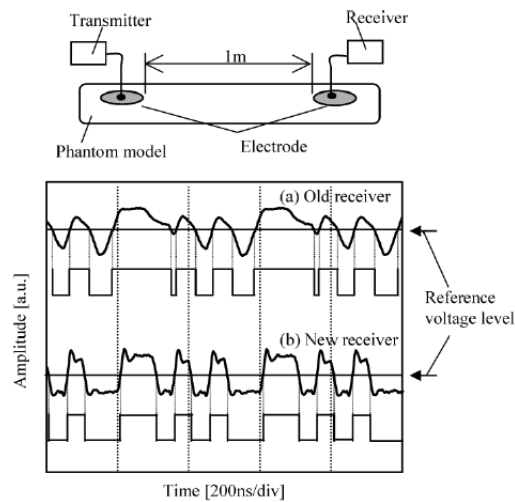


Figura 3.21: Montagem e forma de onda à saída do amplificador (receptor).

A figura 3.21 evidencia as respectivas formas de onda. Os testes feitos usaram dois tipos de receptor, um com um sensor eléctrico (mais antigo) e o outro com o desenvolvido. Note-se que o antigo (a) apresenta uma distorção de cerca de 70% no seu sinal para o sinal esperado, enquanto o desenvolvido (b) apresenta uma distorção de apenas 5%. Também se fez um esquema equivalente para o modelo de simulação de modo a entender a diferença entre as formas de onda.

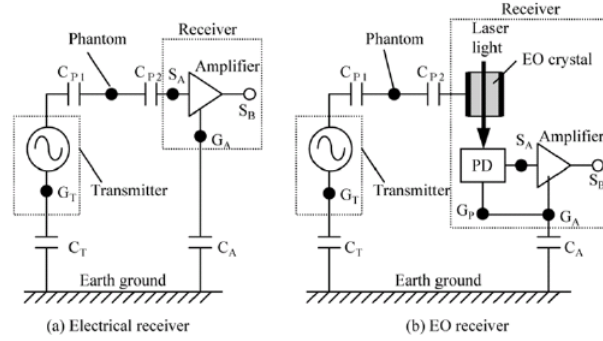


Figura 3.22: Circuito equivalente (a-antigo, b-novo).

C_T e C_A são as capacidades entre o transmissor e a terra e entre o amplificador (receptor) e o *earth ground*, respectivamente. No caso a) verifica-se que os pontos S_A e G_A estão no ar e a tensão entre os dois pontos ainda não está bem definida, pelo que isso vem afectar o funcionamento do amplificador. Já no circuito b) isso não se verifica, porque S_A e G_A se encontram ligados por um fotodetector.

3.2.3.3 Comunicação através do corpo

Nesta parte do artigo, os testes são feitos usando um corpo humano real para o efeito. A figura abaixo ilustra os dois tipos de testes realizados.

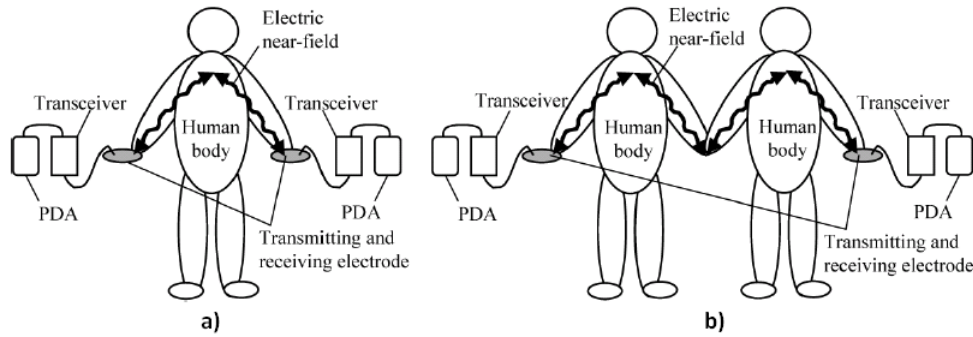


Figura 3.23: Setup experimental para comunicação (a - HB1, b - HB2).

No primeiro caso (HB1) é feito o teste numa só pessoa. Ora vejamos, o transmissor (*transceiver*) é colocado numa mão e o receptor (*transceiver*) noutra enquanto que as formas de onda são observadas no PDA que se encontra ligado ao *transceiver* receptor.

No segundo caso (HB2) o teste é feito através de duas pessoas que se encontram de mãos dadas de modo a verificar se o sinal consegue atravessar ambas. O transmissor gera um sinal de 10Mb/s e a comunicação que se efectua é *half-duplex*. A amplitude do sinal

gerado pelo transmissor é de 25V, no entanto só cerca de 100mV é que são induzidos no corpo humano. Como este apresenta uma carga eléctrica muito elevada, o transmissor não consegue transmitir de forma eficiente para tensões superiores a 100mV.

Teste de Comunicação

A comunicação é feita com base no envio de pacotes entre o receptor e o transmissor. São gerados pelo meio alguns pacotes de erro devido ao ruído existente no transmissor e à degradação do sinal ao longo do canal de comunicação. Para verificar o desempenho do sistema calculou-se o PER (*Packet error rate*):

$$PER = \frac{T_p - R_p}{T_p} * 100\% \quad (3.3)$$

T_p é o número de pacotes transmitidos e R_p o número de pacotes recebidos. Na tabela 3.2 é possível, consultar os valores obtidos do PER para ambos os casos e o gráfico do número de pacotes recebidos com sucesso num dado intervalo de tempo.

Tamanho do pacote	UTP	HB1	HB2
560oct	0%	0.03%	3%
1070oct	0%	0.04%	3%

Tabela 3.2: PER.

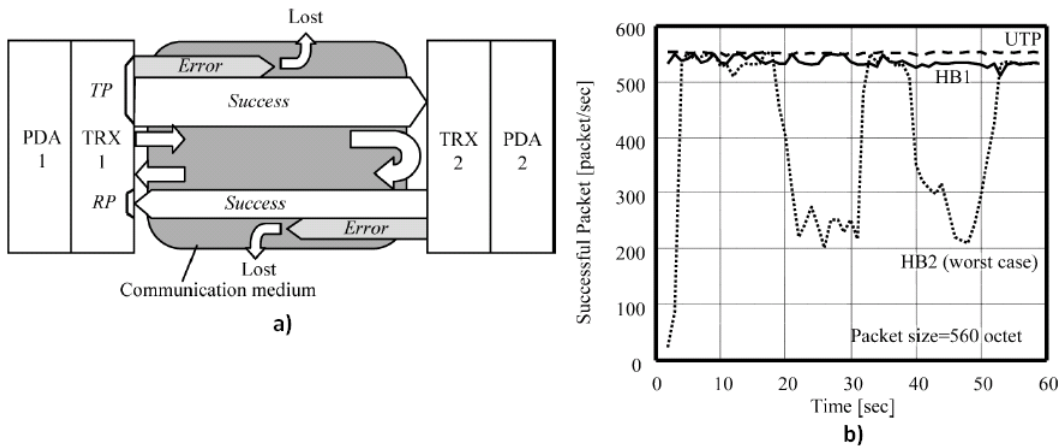


Figura 3.24: Esquema de comunicação (a) e Taxa de pacotes recebidos com sucesso (b).

Pela análise da tabela que contém o PER de cada caso é possível observar que para HB1 o PER obtido foi de 0.03% que corresponde a um BER (*bit error rate*) de 4.7×10^{-8} , o que é um excelente resultado. Por outro lado, HB2 apresenta um PER de 3% o que é

um mau resultado indicando a perda de alguns pacotes e sendo assim é difícil de obter uma comunicação estável sem perda de informação. O gráfico da figura 3.24 traduz a quantidade de pacotes recebidos com sucesso durante um minuto, sendo possível reparar que HB2 apresenta um mau resultado relativamente a HB1, pois ocorre a perda de um grande número de pacotes. Com isto pode-se concluir que o sistema aqui desenvolvido trouxe um aumento da taxa de transmissão de sinal e que é possível troca informação entre duas pessoas pelo simples contacto entre ambas (150cm de distância).

3.2.3.4 Crítica *Shinagawa-2004*

O protótipo produzido possui um sistema inovador de detecção do campo eléctrico face aos anteriormente criados. O sistema é bastante interessante e eficiente de acordo com os resultados alcançados que parecem ser confiáveis, visto que utilizaram uma ponta de prova EO (electro-óptica) e deste modo o osciloscópio não se encontrava próximo do receptor para causar possíveis alterações (para melhor) nos resultados. A taxa de transmissão é elevada e aumentou significativamente em relação aos protótipos anteriores. Outros aspectos que também demonstram um elevado relevo são o facto deste sistema não usar nenhum tipo de modulação e a possibilidade de comunicação do sistema entre duas pessoas que estejam de mão dada, embora aqui o sistema possuísse algumas falhas. Contudo, pensa-se que este sistema constitui um grande passo na evolução de dispositivos que usam o corpo como canal de transmissão. Os seus aspectos negativos são o seu elevado consumo devido à unidade de detecção de campo eléctrico, o que torna este sistema inviável para determinadas aplicações e o facto de necessitar de elementos ópticos e de lasers que não podem integrar um circuito integrado, fazendo este sistema muito mais caro que aqueles que apenas utilizam componentes electrónicos. Sistemas que usam modulação tem consumos mais interessantes no entanto as taxas de transmissão até agora ainda eram bastante limitadas.

3.3 Estudos efectuados no âmbito BAN

Nesta secção são divulgados alguns estudos que são considerados importantes sob o ponto de vista de construção de protótipos, bem como a análise de possíveis interferências provenientes de sinais vizinhos. Isto tudo é bastante importante de modo a que o sinal tenha a menor atenuação durante a sua propagação pelo corpo humano. O sistemas usados para o efeito eram todos condutivos e recorrem sempre a dois eléctrodos, um para sinal e outro para referência, excepto no terceiro estudo (efeito da impedância de carga na perda de sinal) que só utiliza o de sinal.

Os estudos tal como os protótipos vão ser colocados por ordem cronológica de de-

envolvimento. A informação referenciada veio derivada de artigos, sendo posteriormente enunciado em cada estudo.

Os estudos redigidos foram todos realizados por J. H. Hwang, J. B. Sung, C. H. Hyoungh, J. K. Kim, D. G. Park e S. W. Kang.

3.3.1 Efeito do eléctrodo de referência (*ground*) na transmissão

A informação apresentada e respectivas imagens foram retiradas de [20].

Nesta subsecção é descrito um estudo feito sobre o efeito dos eléctrodos de referência relativamente à distância de transmissão. Para tal foi criado um modelo de simulação num simulador FDTD (simulador de campo electromagnético) do corpo humano e foram efectuados testes num corpo humano real. Estes foram feitos a diferentes distâncias visto que a comunicação pode ter diversas aplicações. O transmissor e o receptor usam dois eléctrodos, um para sinal e o outro para referência (*ground*), sendo que a perda de sinal está relacionada com o facto desse último estar ou não em contacto directo com o corpo. Teoricamente, a perda diminui quando o eléctrodo de referência está em contacto com o corpo porque a intensidade do campo eléctrico à sua volta aumenta.

3.3.1.1 Resultados experimentais

Através da visualização da figura 3.25 é possível observar o modo como foram realizados os testes experimentais, assim como o transmissor usado e a sua constituição. Este é formado por uma bateria por um oscilador e dois eléctrodos.

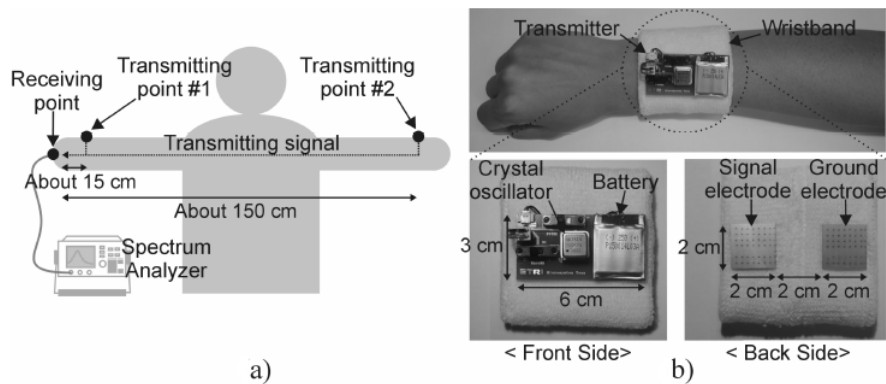


Figura 3.25: Modo de transmissão (a) e transmissor (b).

É determinado um ponto para transmissão, onde é colocado o eléctrodo de sinal do transmissor e outro para recepção onde é colocada a ponta de prova do analisador de espectros, para aí se efectuar a análise do sinal. Os dois pontos de transmissão localizam-se, no pulso direito a cerca de 15cm do receptor e o outro no pulso esquerdo a cerca

de 150cm do receptor. O receptor está colocado na ponta dos dedos da mão direita. O transmissor encontra-se atado ao pulso com uma banda como se vê na figura 3.25. A figura 3.26 evidencia os resultados obtidos.

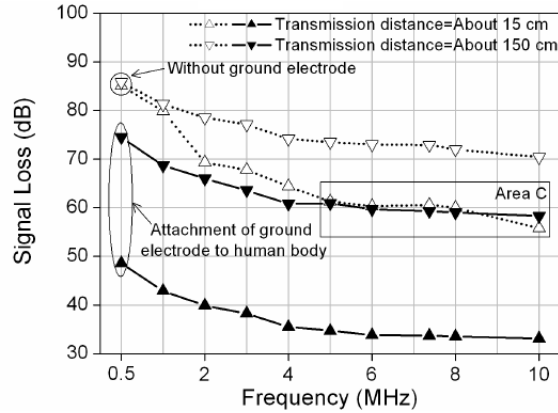


Figura 3.26: Perda de sinal (*signal loss*) vs frequência (*frequency*).

A perda de sinal diminui quando o eléctrodo de referência (*ground*) está em contacto com o corpo humano. No caso da transmissão a 15cm a perda de sinal diminui cerca de 25dBs. Contudo a perda de sinal apenas diminui 10dBs para o caso da transmissão a 150cm. Pode-se concluir que quando o eléctrodo de referência está em contacto directo com o corpo a perda de sinal diminui muito pouco para distâncias grandes ($>150\text{cm}$).

3.3.1.2 Simulação - Análise e resultados

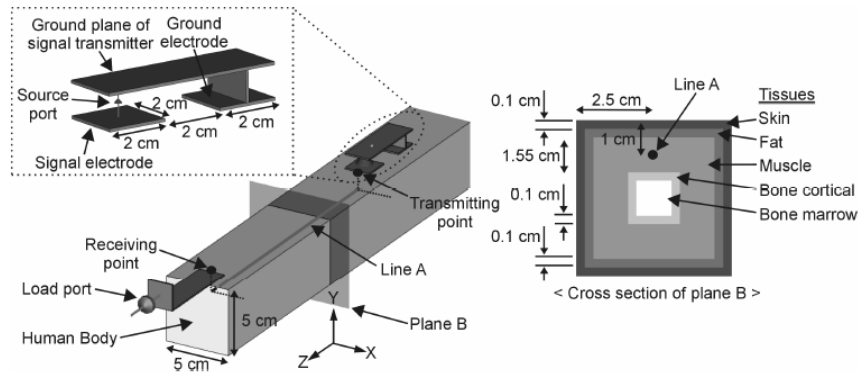


Figura 3.27: Modelo de simulação.

A figura 3.27 traduz o modelo de simulação criado no simulador. Nos testes feitos experimentalmente, o sinal passava sobretudo através dos braços, pelo que o modelo criado

apresenta a forma de um paralelepípedo. De forma a tornar a simulação mais precisa e viável, o modelo é composto pelos 5 tecidos celulares que compõem o braço humano. No simulador FDTD foram introduzidos os parâmetros eléctricos de cada tecido.

Os resultados obtidos no simulador são visíveis na figura 3.28.

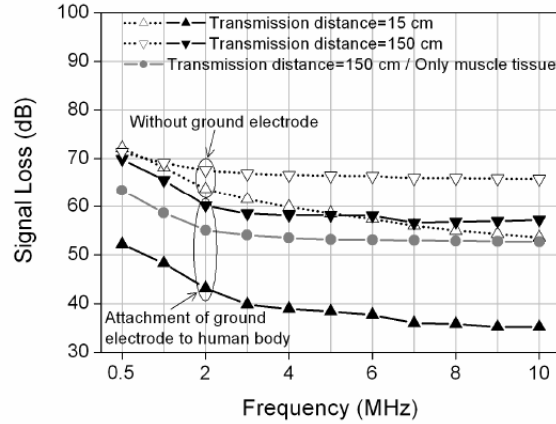


Figura 3.28: Perda de sinal (*Signal loss*) vs frequência (*frequency*) - simulador.

Os resultados obtidos são semelhantes aos da figura 3.26. Para o caso da distância de 150cm também é comparado o resultado obtido usando um modelo que seja só formado por um tecido. A perda para este caso é menor mas também é claramente menos viável. De resto apenas se verifica uma perda menor (cerca menos 5dB) para o caso do corpo sem eléctrodo de massa relativamente ao corpo humano real. Como se viu anteriormente, e agora pelos resultados da simulação mostram que a diminuição da perda de sinal é muito pequena para grandes distâncias quando o eléctrodo de referência se encontra em contacto directo com o corpo humano. De forma a analisar esse resultado, foi medido a densidade de corrente no plano A (indicado na figura 3.28) segundo a direcção do eixo dos zz à frequência de 5MHz, sendo que este aparece evidenciado na figura 3.29.

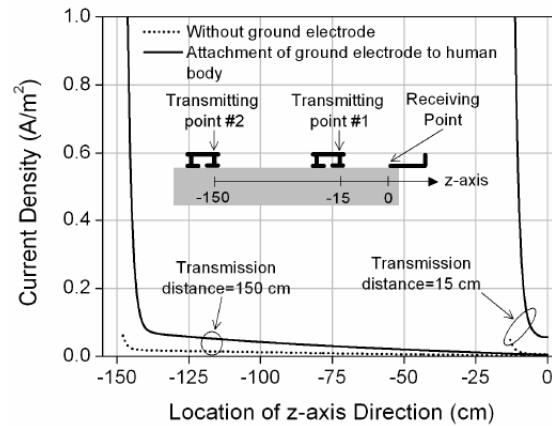


Figura 3.29: Densidade de corrente vs distância - simulador.

A densidade da corrente diminui com o aumento da distância e cresce exponencialmente perto dos pontos de transmissão quando o eléctrodo de referência (*ground*) se encontra em contacto com o corpo humano. Quando o eléctrodo de referência está em contacto com o corpo, a densidade diminui mais rapidamente com a distância. Isto acontece porque flui muita corrente em direcção a esse eléctrodo quando a distância ao receptor aumenta. No caso de transmissão a longa distância a densidade de corrente no receptor não aumenta muito, quer o eléctrodo esteja ou não em contacto directo com o corpo humano. Na transmissão a curta distância, a densidade de corrente é bastante superior no receptor quando o eléctrodo está em contacto directo com o corpo humano.

Contudo se o receptor conseguir recuperar o sinal em ambas as distâncias não é necessário utilizar o eléctrodo de massa porque além de ser desconfortável este faz com que o transmissor injecte mais corrente no corpo e consequentemente ocorre um aumento no consumo de energia.

3.3.1.3 Crítica *Efeito do eléctrodo de massa na transmissão*

O eléctrodo de massa só é conveniente usar para curtas distâncias porque diminui significativamente a perda de sinal. No entanto para distâncias maiores (superiores a 30cm), a sua utilização não é justificada pois diminui muito pouco a perda de sinal e este faz com que o transmissor induza uma corrente mais elevada no corpo humano, levando consequentemente a um maior consumo. Como, na maioria dos casos a comunicação entre dispositivos deve ser efectuada para distâncias superiores a 30 cm, não se justifica a utilização do eléctrodo de referência. Além disso a sua utilização torna-se incomodativa.

Seguidamente procede-se a apresentação de um outro estudo.

3.3.2 Análise da interferência de sinais vizinhos

A informação apresentada e respectivas imagens foram retiradas de [21].

Neste ponto é descrito um estudo sobre a interferência dos sinais vizinhos (por exemplo no caso de estarem presentes várias pessoas), na transmissão de sinal através do corpo humano. Na realização do estudo, foi utilizado um simulador FDTD, no qual foi produzido um modelo de simulação. Tal como no estudo anterior também foram feitos testes em corpos humanos reais a diferentes distâncias.

3.3.2.1 Resultados Experimentais

O transmissor usado foi o mesmo do estudo efectuado anteriormente, e encontra-se ligado ao pulso através de uma banda. São definidos dois pontos diferentes de transmissão (do sinal principal) e um de recepção. O ponto de recepção é a ponta dos dedos da mão esquerda e o ponto de transmissão 1 (15cm) é no pulso esquerdo e o ponto de transmissão 2 (150cm) é no pulso direito. O analisador de espectros é colocado no ponto de recepção. Tal como são determinados dois pontos de transmissão (sinal principal), são definidos dois pontos de transmissão do sinal de interferência. O sinal de interferência 1 é transmitido a partir do pulso direito de outra pessoa situada a 10 cm da pessoa onde passa o sinal principal. O sinal de interferência 2 é transmitido na mesma pessoa onde é enviado o sinal de interferência 1 mas a partir do pulso esquerdo. A figura 3.30 ilustra as diferentes experiências.

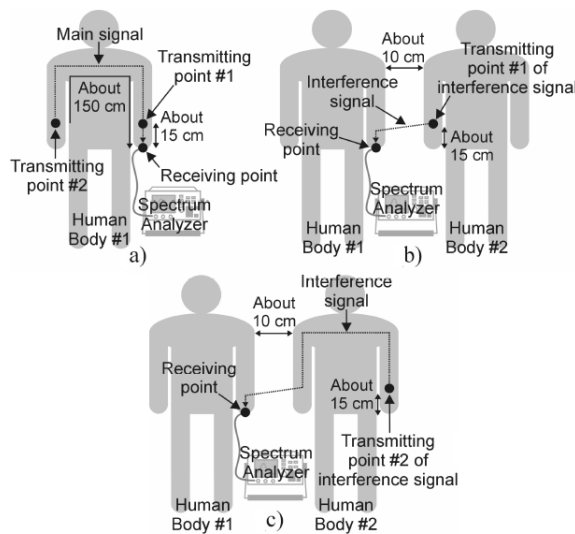


Figura 3.30: Modo de transmissão (a), Sinal de interferência 1 (b) e Sinal de interferência 2 (c).

Os resultados obtidos nas diversas experiências podem ser visualizados através da figura 3.31. Os testes são feitos transmitindo um sinal de cada vez dos diferentes pontos e através do analisador de espectros é medido a potência do sinal recebido. Em todos os casos o eléctrodo de referência (*ground*) encontra-se em contacto directo com o corpo humano.

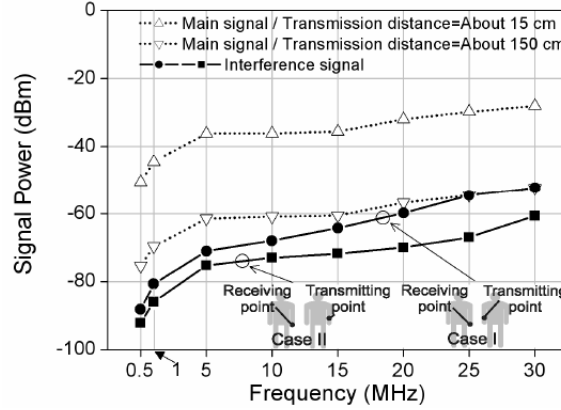


Figura 3.31: Potência do sinal recebido (*signal power*) vs frequência (*frequency*).

Através do gráfico pode-se visualizar que a potência do sinal de interferência aumenta com o aumento da frequência. A partir dos 25MHz a potência do sinal de interferência 1 é igual à potência do sinal principal transmitido a 150cm. Neste caso o sinal de interferência pode anular o sinal principal. A potência do sinal de interferência 2 é sempre mais baixa que a do sinal 1 logo não consegue anular nenhum dos diferentes pontos de transmissão do sinal principal.

3.3.2.2 Simulação - Análise e resultados

No modelo de simulação apenas se vai considerar o sinal de interferência 1 visto que a potência do sinal de interferência 2 é sempre menor que o sinal principal transmitido. Tal como no estudo anterior aqui é feito um modelo de simulação do corpo humano através de um simulador FDTD. Como o sinal passa sobretudo pelos braços o modelo de simulação apresenta a forma de um paralelepípedo. Este é formado pelos 5 tecidos que constituem o braço humano para garantir uma maior fiabilidade dos resultados obtidos. No simulador são introduzidas as características eléctricas de cada tecido. As distâncias usadas são as mesmas que foram usadas nas experiências com pessoas, com excepção do sinal de interferência 2 que não vai ser considerado, e vai-se introduzir outro sinal de interferência a 1cm do receptor. A figura 3.32 traduz o modelo de simulação usado, bem como a sua constituição.

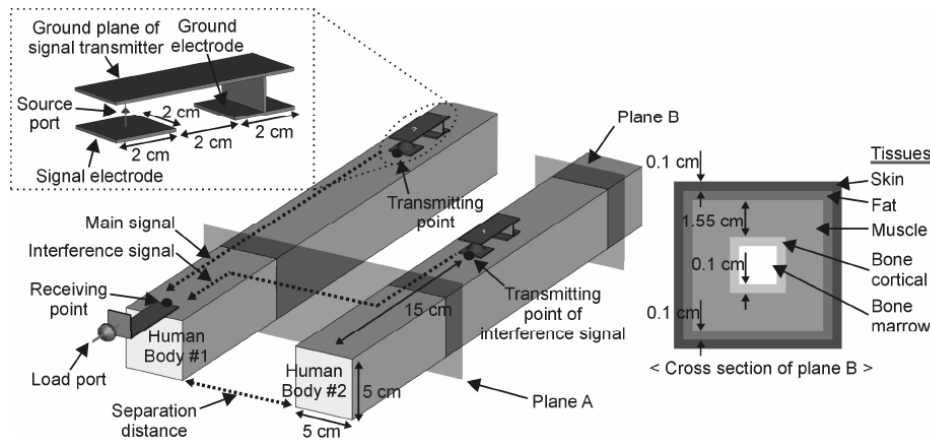
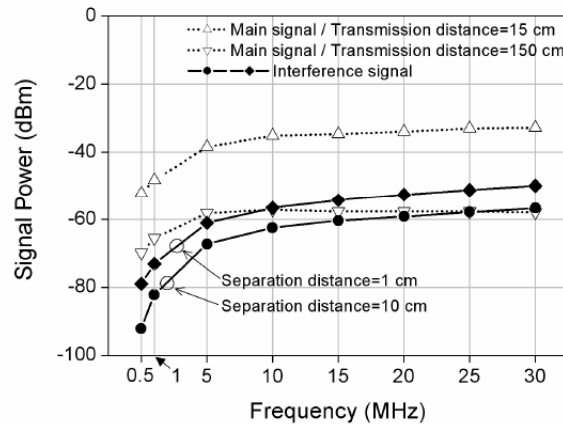


Figura 3.32: Modelo de simulação.

Figura 3.33: Potência do sinal recebido (*signal power*) vs frequência (*frequency*) - simulador.

Pela observação dos resultados (figura 3.33) obtidos é visível, que o sinal principal apresenta uma potência superior em cerca de 5dB relativamente ao medido experimentalmente. O sinal de interferência colocado a 10cm do receptor tem uma potência igual à do sinal principal quando este se encontra a 150cm, a partir dos 25MHz como já tinha sido visto experimentalmente. Quando o sinal de interferência se aproxima do receptor ($d=1\text{cm}$) a sua potência aumenta gradualmente e aos 10MHz iguala a do sinal principal quando o transmissor é colocado a 150cm do receptor. Depois dos 10MHz a potência do sinal de interferência é superior à do principal (distância de transmissão a 150cm). Para analisar estes resultados é simulado a distribuição do campo eléctrico no plano A (ver figura 3.32) do sinal de interferência. A figura 3.34 ilustra os resultados obtidos no simulador à frequência de 0.5 e 30MHz .

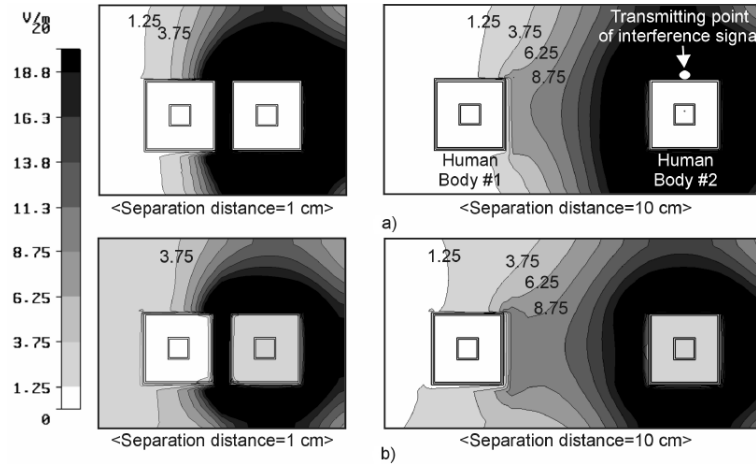


Figura 3.34: Distribuição de campo eléctrico à frequência de 0.5 (a) e 30MHz (b).

O campo eléctrico é distribuído ao longo da superfície do corpo humano de acordo com a corrente que flui do eléctrodo de sinal para o eléctrodo de referência (*ground*). A intensidade do campo eléctrico diminui com o aumento da distância de transmissão do sinal de interferência e aumenta com o aumento da frequência. Isto acontece devido ao aumento da intensidade de corrente entre o eléctrodo de sinal e o de referência com o aumento da frequência. Com isto conclui-se que o acoplamento dos campos eléctricos aumenta com a proximidade do sinal de interferência e com o aumento da frequência do mesmo.

3.3.2.3 Crítica *Análise da interferência de sinais vizinhos*

Pelo estudo é possível a frequência ideal para a transmissão tem que ser abaixo dos 10MHz de modo a que o sinal de interferência não possa anular o sinal principal. A potência do sinal de interferência aumenta com a diminuição da distância do mesmo ao sinal principal e com o aumento da frequência.

3.3.3 Efeito da impedância de carga na perda de sinal

A informação apresentada e respectivas imagens foram baseadas em [22].

Este estudo trata a perda do sinal (*signal loss*) através do corpo humano relacionando a com a impedância de carga. Obviamente que a perda de sinal tem que ser reduzida e esta diminui significativamente (até saturar) com o aumento da impedância de carga. Os estudos foram realizados ao nível experimental e num simulador.

3.3.3.1 Análise do efeito da impedância de carga

A comunicação através do corpo humano pode ser modelada por vários elementos como aparece na figura 3.35. O sinal passa do transmissor em direcção ao receptor através do corpo humano que vem representado pela impedância do canal ($Z_{channel}$).

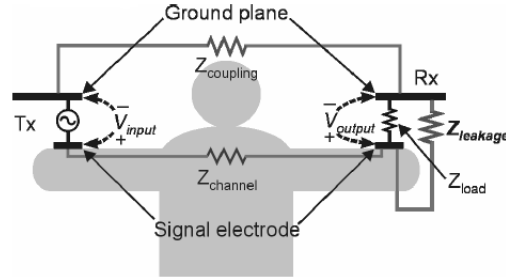


Figura 3.35: Modelo de comunicação do corpo humano.

O $Z_{coupling}$ representa o caminho de retorno do sinal que existe pelo ar através do acoplamento do campo electromagnético entre o *ground* do transmissor e do receptor. O receptor tem uma impedância de carga (Z_{load}) entre o eléctrodo de sinal e o plano de *ground*. Além disso também existe um acoplamento entre o eléctrodo de sinal e o plano de *ground* através do corpo humano que aparece representado como $Z_{Leakage}$. O valor desta impedância é baixo porque o acoplamento inclui uma parte do corpo humano que possui uma constante dielétrica bastante elevada. Face as outras impedâncias, $Z_{coupling}$ apresenta um valor bastante elevado. A perda de sinal (com base no modelo da figura 3.35) neste caso vai ser definida como a relação entre tensão de saída (V_{out}) e a tensão de entrada (V_{in}). Pode ser expressa pela seguinte expressão:

$$Signal\ loss = -20\log\left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right) \quad (3.4)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_{load} // Z_{leakage}}{Z_{coupling} + Z_{channel} + Z_{load} // Z_{leakage}} \approx \frac{Z_{load} // Z_{leakage}}{Z_{coupling}} \quad (3.5)$$

Pela equação é possível verificar que a relação V_{out}/V_{in} é proporcional a $Z_{load} // Z_{leakage}$. Quando Z_{load} tem um valor muito baixo, o paralelo vai ser aproximadamente igual a Z_{load} , sendo assim, a relação de tensão aumenta quando o valor de Z_{load} aumentar e a perda de sinal diminui. No entanto, quando Z_{load} é muito maior que $Z_{leakage}$ o paralelo de ambas fica com o valor aproximado de $Z_{leakage}$, o qual tem um valor constante e neste caso a perda do sinal tem um valor constante. Estes resultados são verificados e analisados por simulação e por experiência.

3.3.3.2 Simulação - Resultados e análise

O modelo de simulação usado foi o mesmo dos dois primeiros artigos (mas neste só foi usado eléctrodo de sinal). É formado pelos 5 tecidos que formam o braço humano e no simulador foram introduzidas as características eléctricas de cada tecido.

Foi medido o valor da impedância ($Z_{leakage}$) entre o eléctrodo de sinal e o plano de *ground* no receptor em relação a frequência, com e sem o corpo humano (figura 3.36).

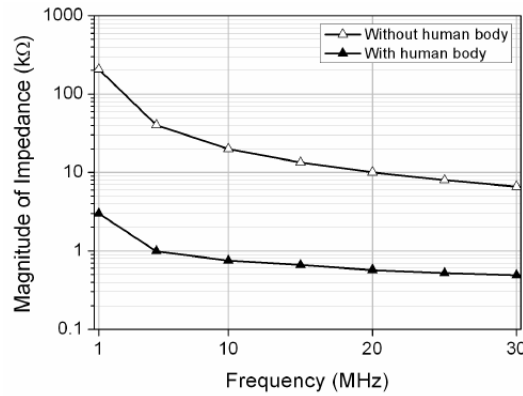


Figura 3.36: Impedância entre o eléctrodo de sinal e o plano de *ground* vs frequência - simulador.

A impedância tem um valor mais elevado (em cerca de $6k\Omega$) na ausência do corpo humano. Quando este está presente esta baixa significativamente. Em ambos os casos a impedância decresce com o aumento na frequência. A impedância diminui mais rapidamente nas baixas frequências porque a constante dielétrica aumenta mais depressa à medida que a frequência diminui.

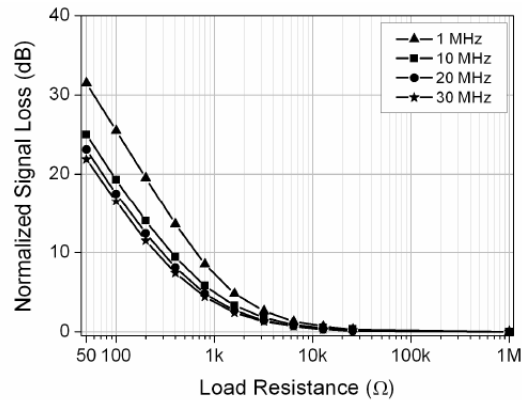


Figura 3.37: Perda de sinal vs impedância de carga obtido - simulador.

Pela figura 3.37 é possível analisar o resultado obtido da relação entre a perda de sinal e a impedância de carga do receptor para diferentes frequências. O valor da perda de sinal vem normalizado e tem como valor de referência a perda de sinal quando a impedância de carga é de $1\text{M}\Omega$.

A perda de sinal diminui com o aumento da impedância de carga e satura a partir dos $10\text{k}\Omega$. Isto está de acordo com análise já feita anteriormente. Nas baixas frequências como o valor de $Z_{leakage}$ é bastante elevado, logo o valor da perda de sinal fica condicionado ao valor de Z_{load} . Com o aumentar de Z_{load} , a perda de sinal satura, porque aí já Z_{load} é muito mais elevado que $Z_{leakage}$ e a perda de sinal está condicionada ao valor constante da última.

3.3.3.3 Resultados experimentais

O efeito da impedância de carga na perda de sinal é medido segundo a ilustração 3.38. O transmissor (este não possui eléctrodo de massa) é formado por uma bateria e por um cristal oscilador como mostra a figura. É colocado na palma da mão esquerda e o sinal é medido na mão direita através de uma ponta de prova que se encontra ligada a um analisador de espectros.

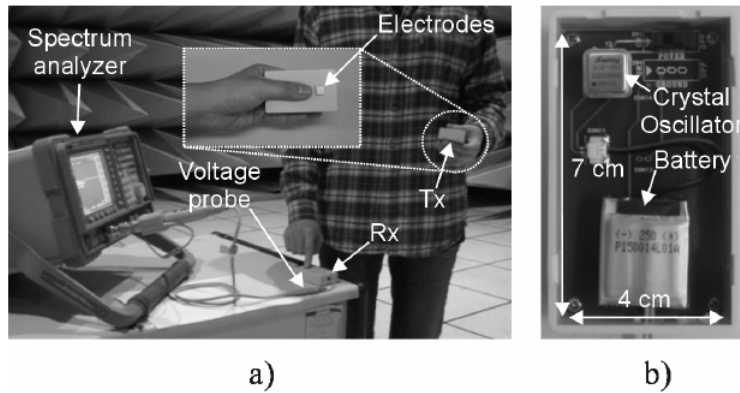


Figura 3.38: Medição (a) e transmissor (b).

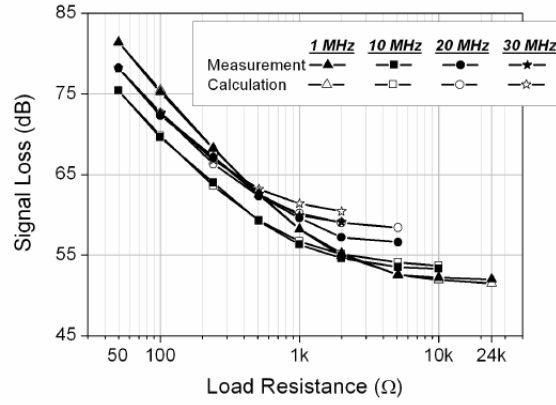


Figura 3.39: Perda de sinal vs impedância de carga.

A figura 3.39 traduz os resultados experimentais obtidos relacionando o valor da perda do sinal com a impedância de carga do receptor para diferentes frequências. A ponta de prova usada possuía uma impedância muito elevada para que as medidas obtidas sejam bastante precisas e exactas. No entanto isto também pode ser obtido usando um valor de Z_{load} baixo.

Os resultados obtidos na figura 3.39 estão de acordo com os obtidos no simulador e com os obtidos através da análise do modelo da figura 3.35. A perda do sinal diminui com o aumento de Z_{load} e vai saturando gradualmente. Como já foi visto na equação 1 a perda de sinal é inversamente proporcional ao paralelo $Z_{load} // Z_{leakage}$, sendo assim esta pode ser calculada com base na seguinte expressão:

$$Signal\ loss\ Z_{Load} = Signal\ loss\ 50\Omega + \Delta Signal\ loss\ (dB) \quad (3.6)$$

$$= Signal\ loss\ 50\Omega - \Delta(Z_{Load} // Z_{leakage})\ (dB) \quad (3.7)$$

$$= Signal\ loss\ 50\Omega - (Z_{Load} // Z_{leakage} - 50\Omega // Z_{leakage})\ (dB) \quad (3.8)$$

A perda de sinal calculada com base na expressão acima definida também é indicada no gráfico da figura 3.39. O $Z_{leakage}$ é medido através do analisador de espectros. O resultado obtido da perda de sinal com base na expressão encontra-se bastante próximo do medido experimentalmente, o que vem confirmar já os resultados obtidos anteriormente e que a saturação da perda de sinal é causada pelo $Z_{leakage}$.

3.3.3.4 Crítica Efeito da impedância de carga na perda de sinal

Tendo este estudo em conta, conclui-se que com o aumento da impedância de carga resulta numa diminuição da perda de sinal, porém chega a um ponto em que esta fica saturada

pelo $Z_{leakage}$. O valor de Z_{load} para qual a perda de sinal começa a saturar é $10k\Omega$.

Por último, é divulgado o estudo feito baseado no efeito reversivo do eléctrodo de referência (*ground*) na perda de sinal.

3.3.4 Efeito reversivo do eléctrodo de referência (*ground*) na perda de sinal

A informação e respectivas imagens foram baseadas em [23].

O efeito do eléctrodo de referência (*ground*) quando este se encontra em contacto com o corpo já foi analisado e verificou-se que a perda de sinal é menor. No entanto existem casos em que a perda de sinal aumenta e esse efeito é aqui demonstrado. Para se entender melhor o efeito do eléctrodo é ainda realizada a distribuição de corrente através de um simulador FDTD.

3.3.4.1 Setup experimental e simulador

Na figura 3.40 é possível visualizar o *setup* utilizado nas medições experimentais e o modo como a experiência é realizada. O transmissor é igual ao usado no artigo anterior (com excepção que neste é usado um eléctrodo de referência) e o receptor tem uma impedância de carga de 50Ω . A tensão na impedância de carga é medida através de uma ponta de prova que se encontra ligada a um analisador de espectros.

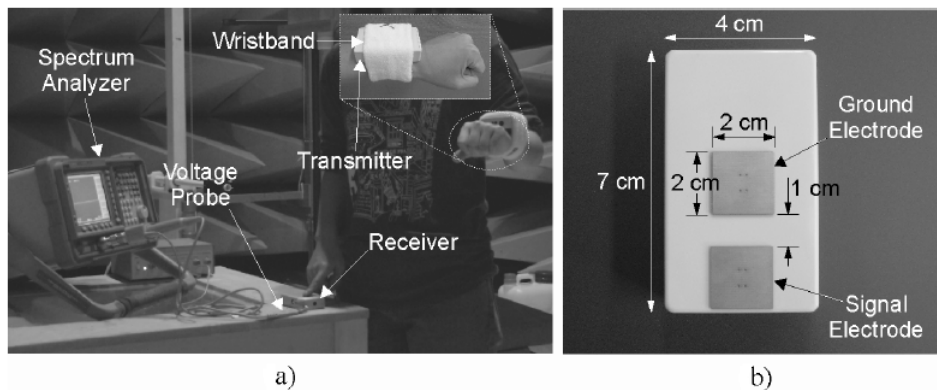


Figura 3.40: Medição (a) e transmissor (b).

O modelo de simulação (figura 3.41) usado no simulador é diferente dos anteriores e apresenta a forma de um U, para que deste modo se consiga analisar melhor a perda de sinal numa pessoa que esteja numa postura normal. Tal como nos casos anteriores este é formado pelos 5 tecidos que constituem o braço humano. As características eléctricas de cada tecido são introduzidas no simulador.

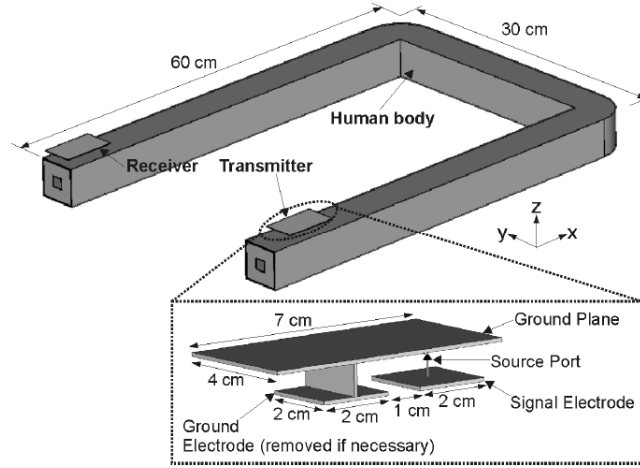


Figura 3.41: Modelo de simulação.

3.3.4.2 Resultados experimentais e simulação

A figura 3.42a traduz o resultado obtido na experiência e na simulação da perda de sinal relativamente a frequência usando eléctrodos com dimensões 2x2cm. A perda de sinal diminui entre 3.5 a 6.3dB quando o eléctrodo de referência (*ground*) se encontra em contacto com o corpo humano, sendo que na simulação o resultado é idêntico. Quando se reduz a dimensão dos eléctrodos para 1x1cm (figura 3.42b) a perda de sinal é maior quando o eléctrodo de referência está em contacto com o corpo humano.

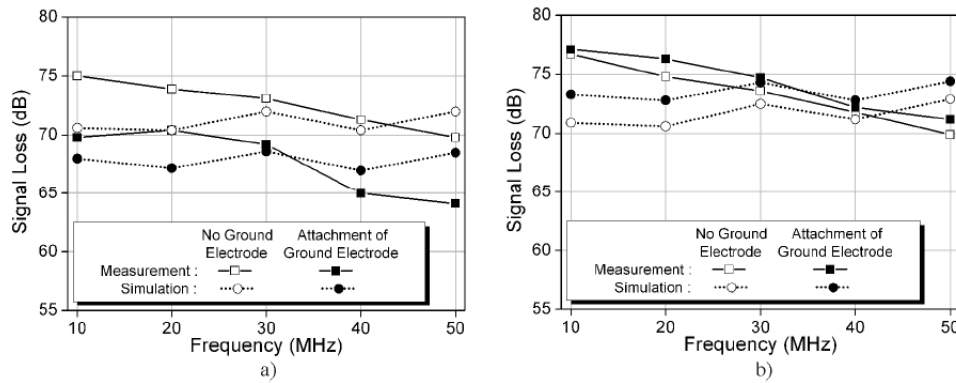


Figura 3.42: Perda de sinal vs frequência, eléctrodos 2x2cm (a) e eléctrodos 1x1cm (b).

Para analisar cuidadosamente estes resultados foi simulado a distribuição de corrente a 30MHz. A figura 3.43 evidencia a magnitude e a direcção da corrente num plano vertical próximo do transmissor.

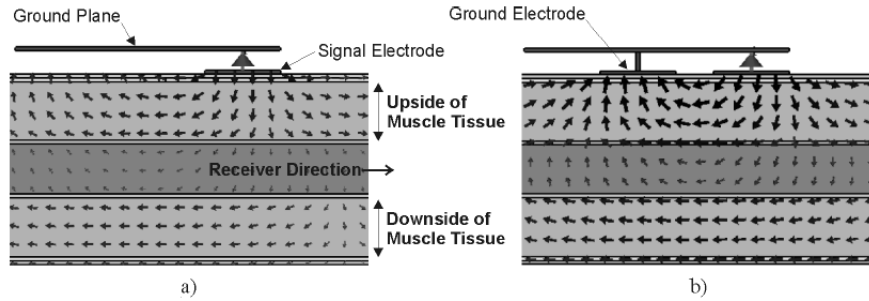


Figura 3.43: Resultados de distribuição da corrente a 30MHz no simulador (a - sem e b - com eléctrodo de referência), o tamanho das setas é proporcional à amplitude de corrente.

A figura 3.44 (obtida no simulador) mostra a distribuição vertical para a componente da densidade de corrente que flui na direcção horizontal (eixo xx). A distribuição foi simulada a 0,5cm e 20cm do eléctrodo de sinal no mesmo plano vertical.

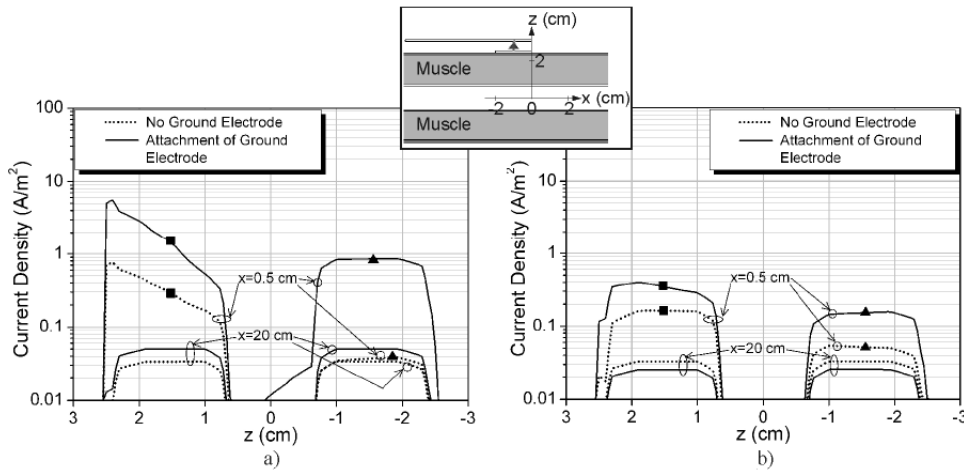


Figura 3.44: Distribuição da densidade de corrente a 30MHz obtido no simulador (a - eléctrodos 2x2cm e b - eléctrodos 1x1cm).

A corrente passa maioritariamente pelo tecido muscular pois apresenta uma maior área, tem um dieléctrico constante e uma condutividade maior. No gráfico aparecem duas marcas distintas que indicam a densidade de corrente que vai em direcção ao receptor (■) e a que vai em direcção oposta (▲). A 20cm do transmissor já não aparece nenhuma indicação porque a esta distância a maioria da corrente flui maioritariamente em direcção ao receptor. Na figura 3.43a a corrente perto do transmissor flui sobretudo em direcção oposta ao receptor porque o plano de *ground* encontra-se formado em direcção oposta e a corrente do eléctrodo de sinal está acoplada ao plano de *ground* através do corpo. Quando se coloca o eléctrodo de referência no corpo (figura 3.43b) o acoplamento com o plano de

ground aumenta (desta vez está em contacto directo), o que faz com que a corrente em direcção oposta ao receptor aumente. Também existe um aumento da corrente fornecida pelo eléctrodo de sinal, que aumenta de 1.8mA para 8.9mA. Consequentemente na figura 3.44a a densidade de corrente ($x=0.5\text{cm}$) aumenta quando o eléctrodo de referência está colocado no corpo. A densidade de corrente aumenta tanto a que vai em direcção oposta ao receptor (parte inferior do músculo), como a que vai em direcção a este (parte superior do músculo). No entanto esta tem um crescimento mais acentuado na parte superior do músculo devido ao facto da corrente injectada no corpo pelo eléctrodo de sinal ser maior. Na distância de 20cm o resultado é o mesmo, ou seja a densidade de corrente aumenta com a introdução do eléctrodo de referência. Agora para relacionar a corrente de saída do eléctrodo de sinal com a que vai em direcção ao receptor reduziu-se o tamanho dos eléctrodos para metade e a corrente passou de 8.9mA para 4.3mA (quando o eléctrodo de referência está em contacto com o corpo). No entanto a corrente aumenta um pouco na parte superior do músculo (a que vai em direcção ao receptor) quando $x=0.5\text{cm}$. Para $x=20\text{cm}$ a densidade de corrente é menor quando o eléctrodo de referência está em contacto com o corpo e consequentemente a perda de sinal é maior como já foi visto anteriormente (figura 3.42b).

3.3.4.3 Crítica *Efeito reversivo do eléctrodo de referência (ground) na perda de sinal*

As conclusões que se podem retirar deste estudo é que, o eléctrodo de referência afecta a perda de sinal de dois modos, o primeiro é devido ao aumento de corrente de saída do eléctrodo de sinal e outro é o aumento do acoplamento com o plano de *ground*. O outro aspecto importante é relativo ao efeito reverso do eléctrodo de referência. Este só reduz a perda de sinal e aumenta a densidade de corrente quando a corrente injectada no corpo pelo eléctrodo de sinal for larga, ou seja está dependente da área dos eléctrodos.

Capítulo 4

Implementação

4.1 Sumário

Este capítulo aborda a implementação (de todos os circuitos que foram construídos em PCB) respeitantes ao *transceiver*. É realizada uma explicação ao pormenor de cada circuito, sendo que os resultados são remetidos para o capítulo seguinte. Na figura 4.1 é possível visualizar o diagrama de blocos do *transceiver* (constituído pelo emissor e pelo receptor). Este é formado por um oscilador de 10kHz, um modulador, um amplificador sintonizado e um desmodulador. O conversor eléctrico-óptico e o conversor óptico-eléctrico não fazem directamente parte do sistema, apenas foram utilizados na realização dos testes. Estes servem para isolar o efeito que o osciloscópio teria se estivesse ligado directamente ao receptor.

O sistema é todo alimentado com uma tensão unipolar de 3V, proveniente de pilhas, que como se irá ver limita a gama de componentes que pode ser utilizada. No entanto, tal permite alimentar o sistema por uma pilha recarregável tipo botão. No caso concreto utilizou-se uma pilha da Panasonic, cuja referência é VL2330 (tem um diâmetro de 23mm e uma altura de 3mm).

Além destes circuitos também vão ser mencionados outros que foram desenvolvidos no âmbito deste trabalho: um amplificador de banda larga; e um par de conversores eléctrico-óptico e óptico-eléctrico alimentados por tensões simétricas ($\pm 5V$).

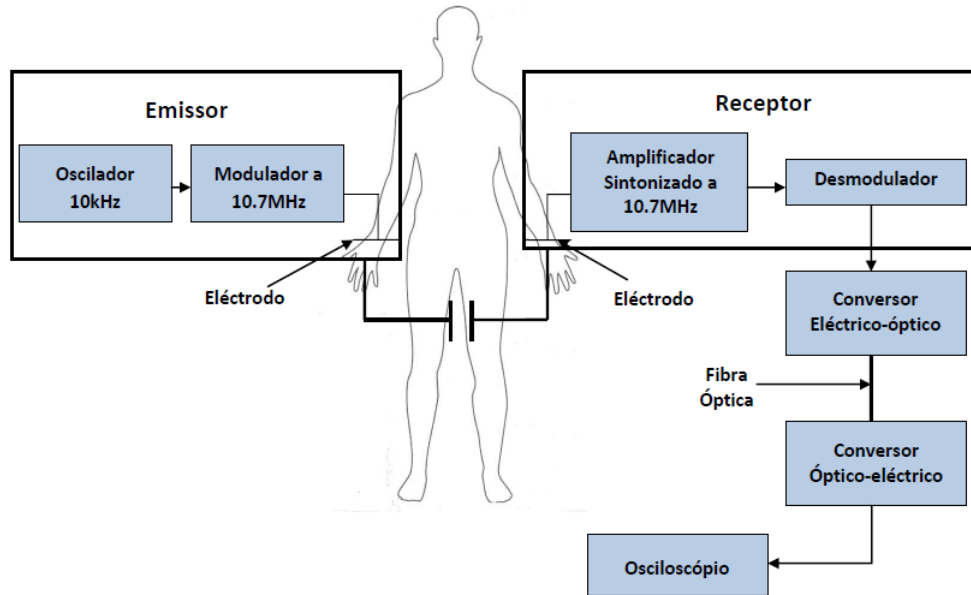


Figura 4.1: Diagrama de blocos do *transceiver*.

4.2 Conversor Eléctrico-óptico

O principal objectivo deste bloco (e do apresentado na secção seguinte) é isolar as partes metálicas do osciloscópio face ao sistema desenvolvido (isolar electrica) evitando possíveis acoplamentos entre massas que favoreçam a transmissão de sinal. Basicamente estes conversores isolam electricamente o sistema.

Na sequência deste conversor, implementou-se um que faz a operação inversa, para uma posterior observação do sinal no osciloscópio.

O conversor eléctrico-óptico é o bloco mais simples de todos. A sua função é converter o sinal eléctrico num sinal óptico e enviá-lo através de fibra óptica até ao conversor óptico-eléctrico.

Sobre este conversor eléctrico-óptico vão ser apresentadas duas versões, uma que é alimentada com uma tensão unipolar (3V) e outra alimentada com tensão bipolar simétrica ($\pm 5V$). A versão bipolar surgiu com o objectivo de ligar o conversor a uma placa desenvolvida (que disponha de alimentação de $\pm 5V$) num projecto que se realizou em paralelo com este, um analisador de frequências, que tinha como finalidade analisar em fase e amplitude a frequência do sinal proveniente do corpo humano.

4.2.1 Versão unipolar

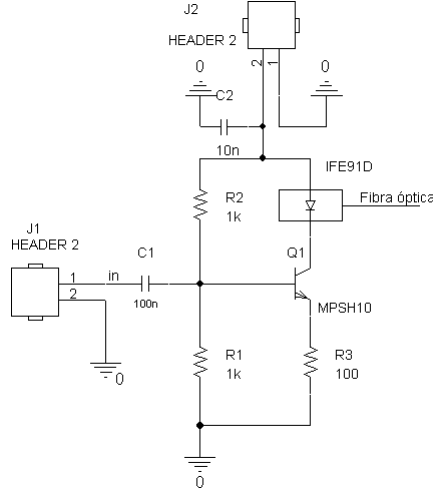


Figura 4.2: Conversor eléctrico-óptico (alimentação unipolar).

O circuito trata de uma configuração de emissor, utilizada como fonte de corrente. Sobre a base (onde entra o sinal -in) do transistor é aplicado um divisor resistivo (R_1 e R_2) que coloca uma tensão próxima de $V_{cc}/2$, com o objectivo de garantir que o transistor está sempre em condução e possibilitar a máxima excursão de sinal. A resistência R_3 determina a corrente de polarização do LED, sendo esta dada por (considerando na base a tensão de $V_{cc}/2$ e um $V_{BE} = 0.7V$):

$$I = \frac{0.8V}{R_3} \quad (4.1)$$

O LED é o elemento responsável por converter o sinal eléctrico num óptico. A corrente de polarização do LED estabelece a potência com que o sinal vai ser introduzido na fibra óptica. A esta relação entre a corrente e a potência denomina-se electroluminescência. Quanto maior for a corrente que passa pela LED maior será a potência de luz introduzida na fibra (isto atendendo ao limite de corrente que o LED suporta), possibilitando ainda uma melhor resposta e maior rapidez na introdução do sinal.

O condensador C_1 serve para evitar o acoplamento de tensões DC entre o circuito de onde vem o sinal e o conversor. C_2 serve para estabilização e desacoplamento da tensão de alimentação. O transistor escolhido numa primeira versão foi o MPSH10, por ter bastante saída em circuitos amplificadores de rádio e por ter uma elevada largura de banda [24].

O LED requisitado foi o IFE91D visto, ser bastante usado em sensores ópticos, ser económico e o mais importante, possibilitar taxas de transmissão até 100Mbps a distâncias superiores a 10m [25].

4.2.2 Versão com alimentação bipolar simétrica

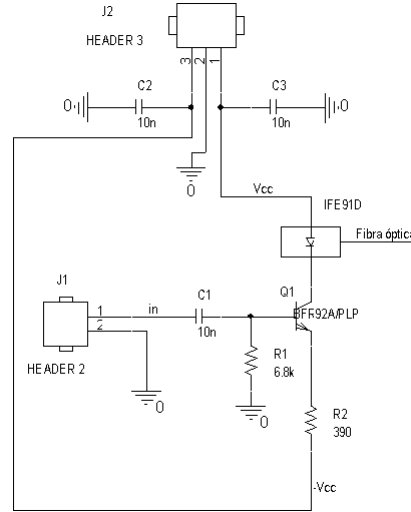


Figura 4.3: Conversor eléctrico-óptico (alimentação bipolar).

Este circuito é idêntico ao anterior, tendo apenas sido realizadas alterações devido à modificação das tensões de alimentação. Substitui-se o divisor resistivo por uma única resistência, R_1 ligada à massa, necessária para colocar uma tensão DC de polarização na base e introduziu-se mais um condensador, C_3 para estabilização e desacoplamento (necessário porque agora existem duas tensões de alimentação). A corrente de emissor (polarização do LED) é definida por R_2 e é dada por (considerando a tensão na base próxima de 0V):

$$I = \frac{-0.7 - (-V_{cc})}{R_2} \quad (4.2)$$

4.3 Conversor Óptico-eléctrico

Inicialmente também se pensou em recorrer a este par de conversores para efectuar o varrimento entre 1 e 100MHz a fim de se entender qual a frequência ideal para transmitir sinal pelo corpo humano, daí as características dos valores dos componentes usados no conversor óptico-eléctrico. Porém esses testes não foram realizados, como já foi anteriormente mencionado, e como o conjunto de conversores já estava implementado foi aproveitado para a realização dos testes do sistema (sendo a frequência máxima de transmissão 10.7MHz).

O conversor óptico-eléctrico recebe o sinal vindo da fibra óptica, converte-o para eléctrico e amplifica-o. Como se sabe o sinal quando passa através da fibra óptica é atenuado, logo foi necessário desenvolver circuitos com andares de ganho, para se conseguir observar

na saída um sinal com uma boa amplitude. Naturalmente que para o projecto desse ganho recorreu-se a um simulador.

À semelhança do conversor óptico-eléctrico também foi produzida uma versão, que é alimentada com uma tensão bipolar simétrica ($\pm 5V$).

4.3.1 Versão unipolar

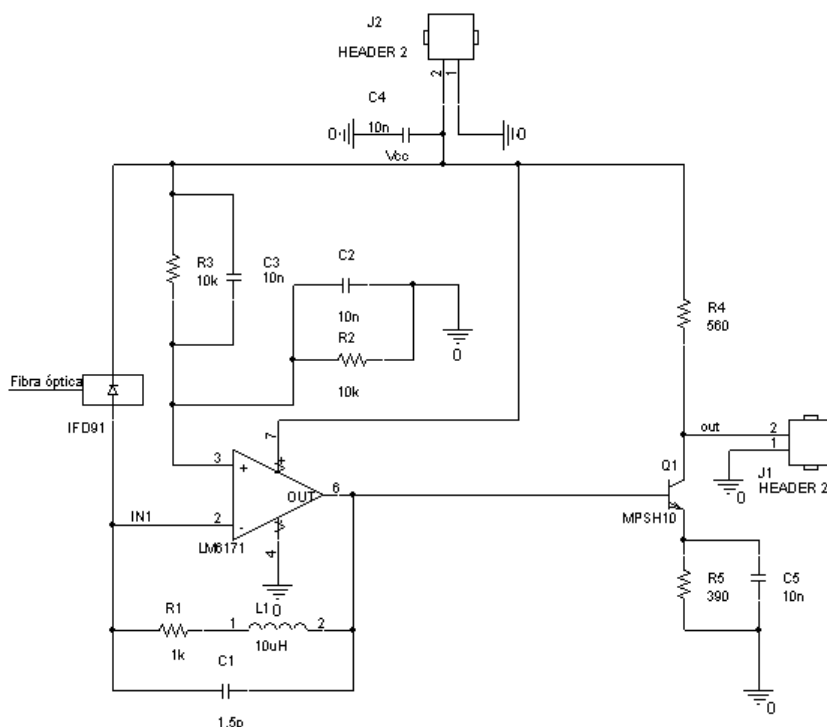


Figura 4.4: Conversor óptico-eléctrico.

O fotodetector IFD91 é o elemento responsável por detectar o sinal proveniente da fibra óptica e converte-lo para eléctrico. A polarização do fotodíodo é inversa à de um LED, visto deste modo aumenta a sua sensibilidade a luz (sinal óptico), aumenta a sua região de depleção (zona onde é criado o par electrão-lacuna que é encarregado por criar uma fotocorrente cuja intensidade é maior consoante for a absorção dos fótons vindos da fibra óptica pelo fotodetector), aumento da sua velocidade e resposta em frequência. O sinal é introduzido pelo fotodetector sob a forma de uma corrente no circuito. O valor desta corrente depende da potência óptica recebida. A esta relação da potência com a corrente criada denomina-se responsividade. O desenho do fotodetector e a sua capacidade de absorção (dependente do material de que são feitos) influenciam o valor da responsividade.

De seguida, o sinal de corrente é convertido para tensão através de uma configuração de transimpedância (ou transresistência) composto pelo amplificador LM6171, pela resistência R_1 , pelo condensador C_1 e pela bobina L_1 .

Na configuração de transimpedância o ganho é dado sobretudo por R_1 , contudo esta não pode ser muito elevada, para se conseguir obter uma resposta *flat* na largura de banda pretendida (a introdução de C_1 em paralelo introduz estabilidade). A bobina L_1 foi dimensionada de maneira a aumentar a largura de banda do circuito, aumentando a sua transimpedância para frequências superiores a 50MHz.

Na entrada + do amplificador é colocado um divisor resistivo, composto pelas resistências R_2 e R_3 . Este põe na base do transistor uma tensão DC de polarização, que garante que este se encontra sempre em condução. Paralelamente a estas são colocados dois condensadores C_2 e C_3 a fim de manter a tensão na entrada não inversora do amplificador e estabilizar a tensão de alimentação. C_4 serve para estabilização e desacoplamento da tensão de alimentação.

Após a configuração de transresistência, tem-se um andar de ganho, numa configuração de emissor comum, porque o ganho dado pelo amplificador não era suficiente. As características desta configuração já foram explicadas anteriormente (ver secção do amplificador de banda larga - emissor comum). A saída do circuito é no colector de Q1 (out).

O fotodetector utilizado é o IFD91 pois apresenta uma boa compatibilidade com o LED usado e pode operar com taxas de transmissão até 100Mbps [26]. O opamp LM6171 provou funcionar bem com a alimentação de 3V até uma largura de banda próxima dos 10MHz, o que estava de acordo com as características do seu *datasheet*. De notar que a alimentação disponível condicionou fortemente a selecção do opamp.

4.3.2 Versão com alimentação bipolar simétrica

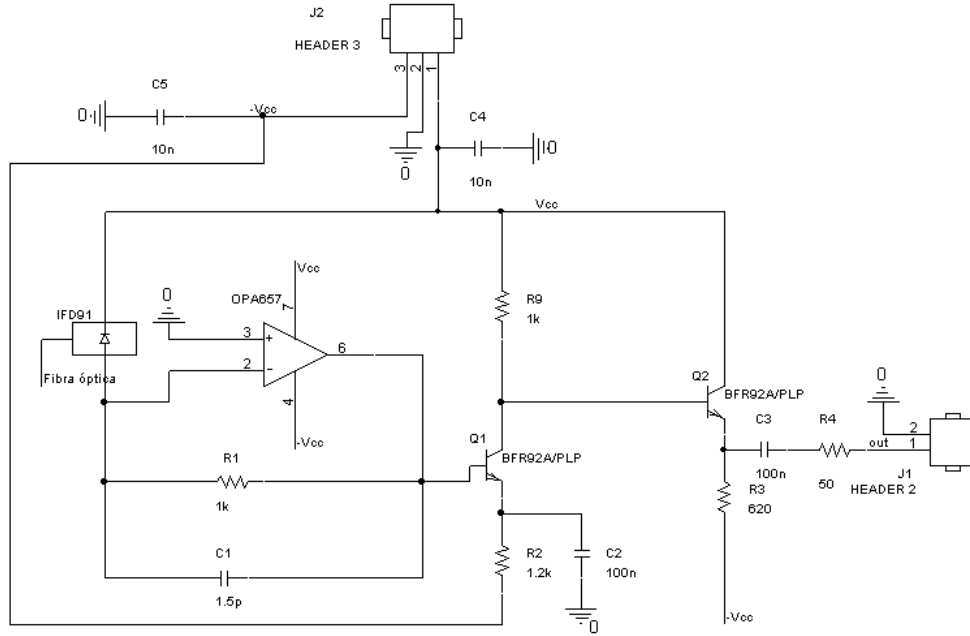


Figura 4.5: Conversor óptico-eléctrico versão alimentação bipolar.

Com recurso a alimentação bipolar ($\pm 5V$), foi relativamente fácil a escolha de um amplificador estável a ganhos elevados na largura de banda desejada.

O amplificador escolhido foi o OPA657 devido às suas excelentes características, nomeadamente a sua entrada fet, elevada largura de banda (com um ganho de 20V/V apresenta uma atenuação de -3dBs a 100MHz), baixo ruído e também por ser bastante indicado para amplificadores com configuração de transimpedância [27]. Paralelamente foi colocado um condensador C_1 para formar o filtro passa-baixo activo (como foi realizado na versão unipolar), cuja frequência de corte é dada por:

$$f_h = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (4.3)$$

Posteriormente, colocou-se um andar de ganho na configuração de emissor comum (configuração explicada na secção do amplificador de sintonizado - emissor comum) e terminou-se o bloco com um andar de saída na configuração de colector comum (configuração explicada na secção do amplificador de banda larga - colector comum), de forma a ter uma impedância de saída próxima dos 50Ω. A saída do circuito é na resistência de 50Ω (out). Por fim é de notar a introdução de mais um condensador C_5 , para estabilização e desacoplamento das tensões de alimentação (tal como se fez no conversor eléctrico-óptico

com alimentação bipolar). Seguidamente segue uma explicação da configuração usada no andar de saída.

Este tipo de configuração é usada quando se pretende controlar a resistência de saída. Neste caso o objectivo é ter na saída do amplificador uma impedância de 50Ω , a fim de ligar directamente o conversor à placa desenvolvida no projecto do meu colega, a fim de ficarem adaptados (a placa tem entradas SMA, cujo impedância de entrada é 50Ω), daí a escolha deste tipo de configuração. O sinal entra na base do transistor Q2 e sai no emissor (out). O ganho de tensão deste andar é próximo da unidade, pelo que o sinal que aparece na entrada é praticamente o mesmo na saída. A resistência R_3 (foi introduzida para que a corrente de emissor não fosse muito alta) define a corrente de emissor e o condensador C_3 evita que passe corrente através de R_{17} , que apenas foi colocada no circuito para que a impedância de saída fosse próxima dos 50Ω . Sendo assim a impedância de saída é dada por:

$$Z_{out} = \left(\frac{(r_\pi + R_9)}{(1 + B_o)} // R_3 \right) // R_4 \quad (4.4)$$

em que B_0 é o ganho de corrente as baixas frequências. É dada maioritariamente pelo paralelo de $R_3 // R_4$, aproximadamente 46.3Ω .

O transistor NPN BFR92A foi o usado pela, sua largura de banda, pelo seu elevado ganho de potência e baixo ruído [28].

4.4 Eléctrodos

Um dos objectivos deste projecto era realizar um sistema capacitivo, cujos eléctrodos não estivessem contacto directo com o corpo. Neste caso, utilizou-se como eléctrodo a base metálica de um relógio (no emissor) e um papel de cobre condutivo (no receptor). Ambos foram plastificados para que deste modo não estivessem em contacto directo com o corpo. Apenas foi utilizado um único eléctrodo (um no emissor e outro no receptor).



Figura 4.6: Eléctrodos (emissor e receptor).

4.5 Emissor

O objectivo deste bloco é gerar uma onda quadrada, em seguida modula-la e introduzi-la no corpo humano através de um eléctrodo.

O emissor é formado por um multivibrador, um *timer* (temporizador) TLC555 e por uma PLL, MC74HC4046A da Motorola. O multivibrador é utilizado para gerar uma onda quadrada com *duty cycle* variável, ou seja é como se fosse um sinal digital, uma sequência de 0s e 1s alternadamente. O tipo de modulação usada é FSK, sendo que a PLL (VCO) está encarregue de modular o sinal (0s e 1s) com duas frequências portadoras próximas, na ordem dos MHz. A figura 4.7 representa o esquema do circuito emissor implementado.

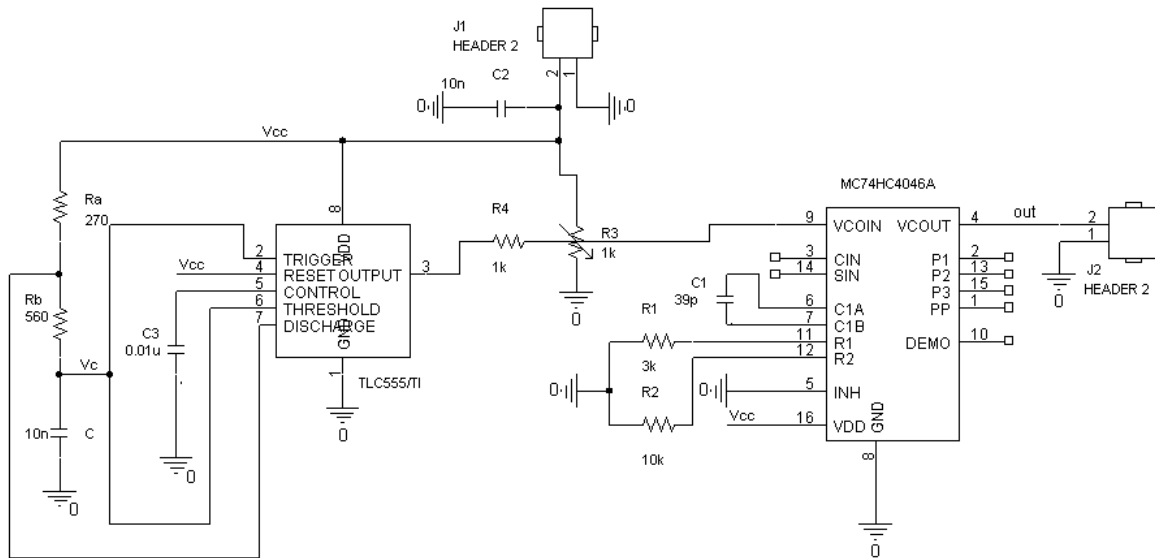


Figura 4.7: Emissor.

4.5.1 Oscilador 10kHz

O oscilador utilizado baseia-se no *timer* 555. Este é um circuito integrado antigo, e foi desenhado e projectado por *Hans Camenzind* em 1970. É bastante famoso e tem como principais características, a sua versatilidade, simplicidade de utilização e estabilidade [29]. Este circuito integrado, normalmente admite dois modos básicos de operação: o monoestável em que actua como um disparador e o astável no qual funciona como um oscilador. Como principais aplicações pode-se destacar a função do temporizador ou detector de pulso (monoestável) e gerador de pulso (astável). O circuito integrado usado foi uma versão em tecnologia CMOS do 555 original devido ao seu baixo consumo e por trabalhar com tensões de alimentação, a partir de 2V [4]. O seu princípio de funcionamento é idêntico ao do 555 normal, mas como a tecnologia CMOS possui uma impedância de entrada

muito elevada, é permitido trabalhar com capacidades mais baixas, e deste modo obter tempos de atraso e frequências de oscilação mais precisos. Além disto também permite ter frequências de oscilação superiores (até 2MHz) [4]. O diagrama simplificado do TLC555 está na figura 4.8.

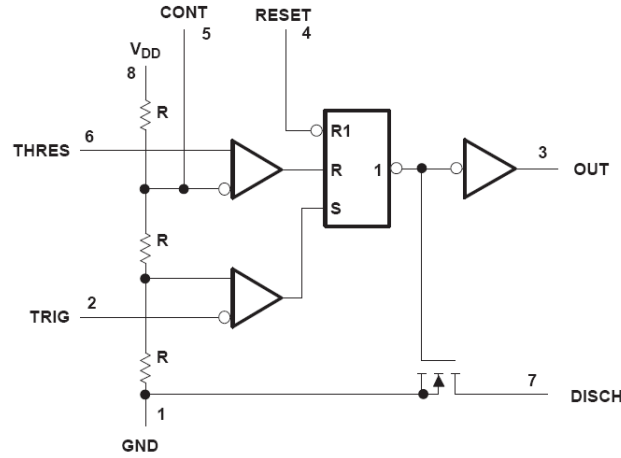


Figura 4.8: Diagrama de blocos do TLC555 [4].

Neste trabalho o TLC555 é usado para gerar uma onda quadrada com uma frequência de 10kHz, que será o sinal de teste usado para estudar o sistema de comunicação, que se apresenta nesta tese. Assim, usou-se o circuito da figura 4.9.

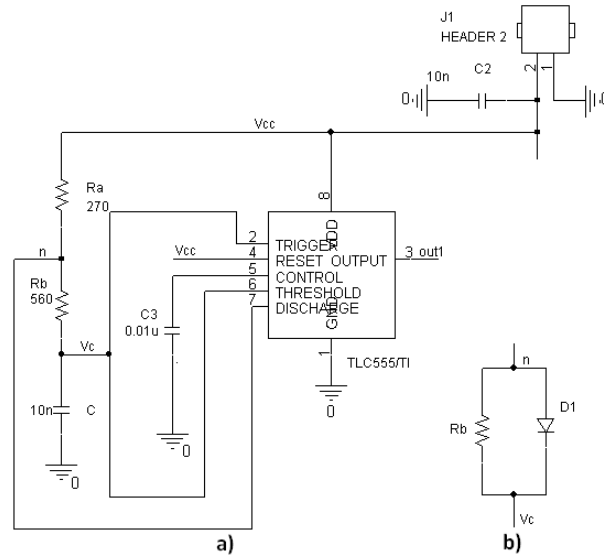


Figura 4.9: Circuito básico do TLC555 em modo astável com *duty-cycle* superior a 50% (a) e alteração necessária para ter *duty-cycle* variável (b).

A configuração da figura 4.9a permite o funcionamento do circuito em modo astável.

De realçar que o *duty-cycle* no circuito básico é sempre superior a 50%. Para ser possível ter um *duty-cycle* igual ou inferior a 50% é necessário adicionar o diódo D1 no circuito (ver figura 4.9b). Neste caso o condensador apenas vai carregar através de R_a e descarregar por R_b . Dependendo do valor de R_a e R_b o *duty-cycle* é variável. Se $R_a = R_b$ o tempo de carga e descarga vão ser iguais.

4.5.1.1 Simulador 555

Para o cálculo das resistências e do condensador (externos) a utilizar no astável, foi tido como auxílio um simulador, o *555 Timer Pro* [5]. O funcionamento do simulador era bastante simples, basicamente só tinha de se introduzir a frequência de oscilação pretendida, o *duty-cycle* da onda e a tensão de alimentação. Contudo o simulador podia calcular valores de resistências não disponíveis, sendo nesse caso possível introduzir os valores de resistências mais próximos e verificar a frequência obtida.

As frequências dadas pelo oscilador na prática, por vezes não correspondiam as dadas pelo simulador, no entanto encontravam-se relativamente próximas. O simulador é útil (porque já tem as fórmulas implementadas) para poupar algum tempo, evitando os cálculos que seriam necessários efectuar, através das fórmulas, indicadas no *datasheet* do TLC555.

4.5.2 Modulador

Seguidamente é apresentada a modulação usada e o circuito que implementa um VCO. A onda quadrada proveniente do TLC555 entra no ponto assinalado com o *label out1* e saída do emissor está assinalado pelo *label out* que vai ligar ao eléctrodo. Uma alternativa de VCO foi estudada e simulada, pelo que também vai ser aqui apresentada.

Existem diversas possibilidades de modular o sinal, porém neste trabalho e por uma questão de simplicidade foi usada a modulação FSK.

recurso ao mesmo circuito integrado para efectuar a desmodulação, irá aí ser apresentado na sua totalidade.

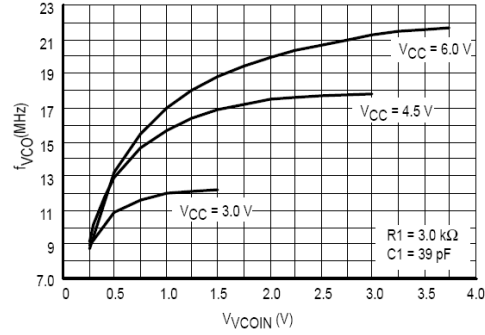


Figura 4.12: Tensão DC de entrada do VCO vs frequência (com $R_1 = 3k\Omega$ e $C_5 = 39pF$).

No modulador, é necessário ter em consideração a tensão DC na entrada do mesmo, visto que não trabalha linearmente dos 0 aos 3V. Tendo em conta o gráfico 4.12 procurou-se ajustar a tensão DC de entrada em torno da frequência central na qual se pretendia efectuar a modulação. Para isso colocou-se à saída do modulador (figura 4.10) uma malha resistiva composta por duas resistências, R_4 e R_3 , sendo que a segunda é uma resistência variável, que se divide em duas resistências R_{31} , a resistência que fica ligada entre V_{cc} e VCOin e R_{32} , a resistência que fica ligada entre VCOin e GND. A tensão DC na entrada do VCO varia entre:

$$V_{max} = V_{cc} \frac{R_{32}}{R_4 + R_{32}} \quad (4.5)$$

$$V_{min} = V_{cc} \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} \quad (4.6)$$

Os outros componentes (R_1 , R_2 e C_1) que também são responsáveis pela frequência de oscilação, são configurados para que a PLL trabalhe em torno da mesma. A explicação da configuração é remetida para a secção do desmodulador e a indicação dos valores dos componentes vem no capítulo seguinte na subsecção do desmodulador.

4.5.2.3 Alternativa ao VCO da PLL

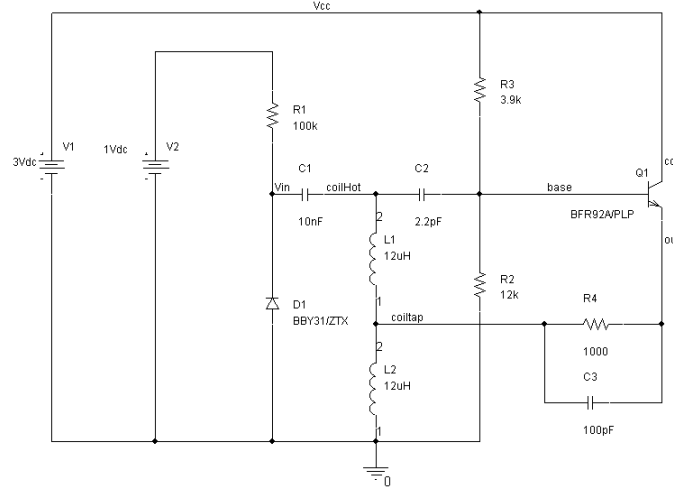


Figura 4.13: Circuito alternativo ao VCO da PLL baseado num oscilador de *Hartley*.

O VCO que se pensou inicialmente usar, foi um circuito baseado num oscilador de *Hartley* (figura 4.13). É um tipo de oscilador LC, cuja frequência do sinal produzido é determinada pelas bobinas, L_1 e L_2 e um condensador variável. Neste caso recorre-se a um *varicap* BBY31 (diodo cuja capacidade varia em função da tensão DC inversa) em paralelo com duas bobinas, que determinam, essencialmente a frequência de oscilação do circuito. Sendo assim esta é dada por:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C_{D1}}} \quad (4.7)$$

Acerca do funcionamento do circuito, é importante referir que as resistências R_2 e R_3 formam um divisor resistivo responsável por criar uma tensão de polarização de modo a garantir que o transistor está sempre em condução. R_1 polariza inversamente o *varicap* e R_4 determina a corrente que polariza o transistor. C_2 evita o acoplamento entre a tensão DC criada na base do transistor e a aplicada no *varicap* e C_3 curta circuita R_4 do ponto de vista de sinal, caso contrário a onda na saída vinha atenuada, não existindo assim oscilação. Este oscilador, no entanto não foi usado, porque inicialmente idealizou-se desenvolver um sistema simples e cuja implementação não desse muitos problemas, mas fica aqui uma alternativa válida para possíveis trabalhos futuros. A vantagem deste oscilador face à utilização da PLL prende-se sobretudo com o seu baixo consumo (correntes na ordem dos uA) e a capacidade de se obterem frequências de oscilação mais elevadas (do que os 10MHz usados), mesmo que o consumo de corrente aumente ligeiramente.

4.6 Receptor

Como foi visível na figura 4.1, o receptor é formado pelo amplificador sintonizado e pelo desmodulador. Seguidamente estes dois circuitos vão ser demonstrados e explicados.

4.6.1 Amplificador sintonizado

Como o emissor trabalha em torno dos 10.7MHz (enviando o sinal modulado para o corpo humano em torno desta frequência), o receptor tem um circuito de amplificação sintonizado nesta frequência, cujo objectivo é amplificar o sinal proveniente do corpo humano. Na sua entrada, está ligado um eléctrodo.

O amplificador sintonizado é formado por um andar de entrada na configuração *cascade*, dois andares de ganhos na configuração de emissor comum e um andar de saída, num amplificador com configuração não inversora. Pela figura 4.14 é possível visualizar o diagrama de blocos do circuito.

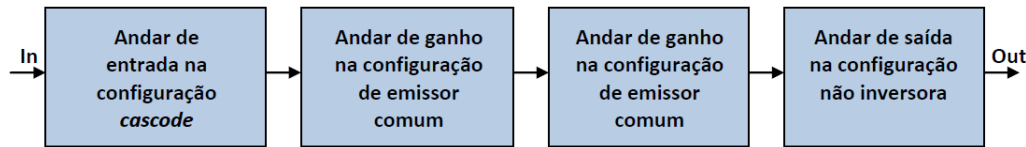


Figura 4.14: Diagrama de blocos do amplificador sintonizado.

4.6.1.1 Cascade

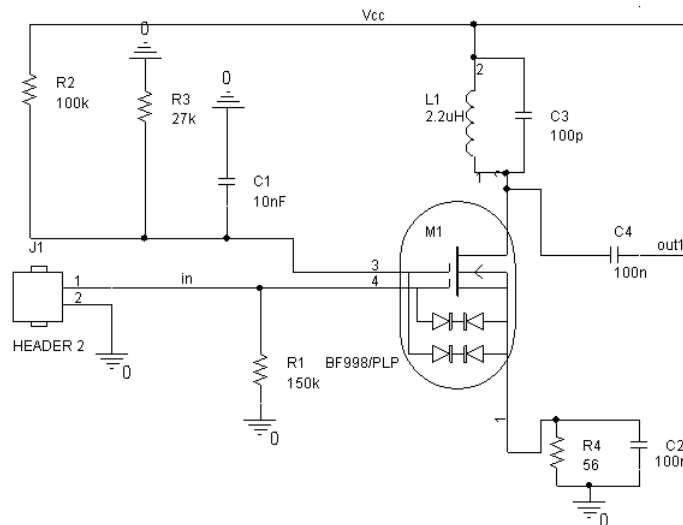


Figura 4.15: Andar de entrada do amplificador sintonizado.

Como vimos, (figura 3.39) é necessário que o eléctrodo receptor esteja ligado a amplificador com elevada impedância de entrada. Para simultaneamente se obter esta característica e largura de banda elevada, optou-se para a entrada do amplificador colocar um *dual-gate* mosfet numa configuração *cascade*. Esta é formada por dois transístores (dois *mosfets* incorporados no *dual gate* mosfet), sendo que um deles opera como um *source* comum e o outro como *gate* comum. A combinação destes dois andares em detrimento de um, traz diversas vantagens, tais como, elevada impedância de entrada/saída, elevado isolamento entre a entrada e a saída, elevado ganho e elevada largura de banda. O facto de não existir o acoplamento directo entre a entrada e a saída, garante a eliminação do efeito de Miller, levando ao aumento da largura de banda [30]. As diversas características aqui referidas são bastante importantes, daí o recurso a esta configuração. Ao nível de operação a principal vantagem desta configuração reside no facto do mosfet superior exibir uma impedância de entrada muito baixa, o que reduz fortemente o ganho de tensão dado pelo mosfet inferior, que deste modo vai contribuir fortemente para a diminuição da capacidade de *Miller* entre o dreno e a *gate* do mosfet inferior. No entanto, o ganho em tensão é recuperado pelo mosfet superior e isto permite ao mosfet inferior operar com o mínimo *feedback*, aumentando assim a sua largura de banda. Outro aspecto importante prende-se com o facto da *gate* do mosfet superior estar ligada à massa do ponto de vista de sinal, sendo assim a descarga e a carga de C_{dg} é feita através de R_d e R_{out} , e a resposta em frequência apenas é afectada por frequência elevadas, superiores à frequência de corte do filtro (C_{dg} é bastante baixo, logo causa uma frequência de corte bastante elevada). Deste modo, a *gate* não sofre da amplificação de *Miller* devido ao C_{dg} .

O componente requisitado foi um *dual gate* mosfet, um integrado formado por dois mosfets cujo dreno do primeiro mosfet se encontra ligado à *source* do segundo. Este foi adoptado essencialmente devido à sua capacidade de entrada muito baixa (necessária, pelo facto do sistema desenvolvido ser capacitivo) [31]. O sinal entra na *gate* 1 (*in*), e a resistência, R_1 , embutida nesta serve para criar uma tensão de polarização. R_2 e R_3 formam um divisor resistivo, o qual concebe uma tensão DC na *gate* 2, a fim de colocar o mosfet superior em condução (o condensador C_1 garante a estabilidade da tensão). O condensador C_2 serve para separar a tensão DC entre o andar de entrada e o seguinte (emissor comum). A corrente que percorre o *dual gate* mosfet é determinada por R_5 e o condensador C_3 curta circuita esta do ponto de vista de sinal.

O facto das bobinas e dos condensadores gerarem muito menos ruído (os ideais não geram ruído) que a resistências e os ganhos elevados que se conseguem obter à frequência de ressonância (operam com uma banda estreita de passagem) através de circuito tanque ressonante foram os factores que levaram à sua criação, integrando o mesmo no dreno do *dual gate* mosfet e nos colectores dos transístores dos andares de ganho na configuração de emissor comum.

O efeito de ressonância ocorre devido ao campo magnético no indutor, que cria uma corrente eléctrica e carrega o condensador, sendo posteriormente este processo repetido continuamente.

Na escolha do valor das indutâncias foi necessário ter em conta a sua frequência de ressonância, que como é evidente tinha de ser maior que a do circuito. A frequência para o ganho máximo do circuito é dada por:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.8)$$

sendo LC os pares formados por L_1 e C_3 , L_2 e C_7 , L_3 e C_{11} , respectivamente.

O *dual gate* mosfet utilizado foi o BF998 devido à sua baixa capacidade de entrada e baixo ruído [31].

Análise de ruído do amplificador sintonizado

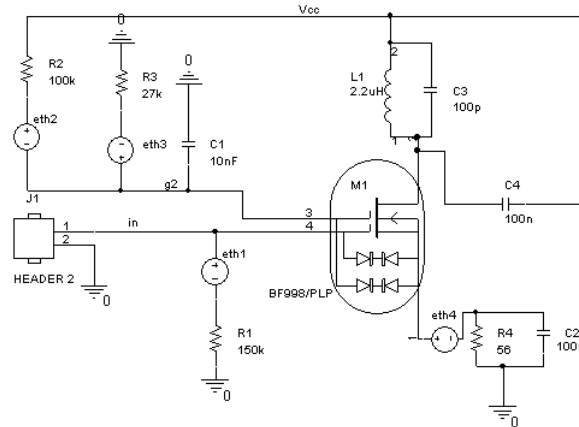


Figura 4.16: Ruído no andar de entrada do amplificador sintonizado.

O ruído térmico ou ruído de *Johnson*, tem a sua origem na agitação térmica das cargas no interior de um condutor eléctrico e é independente da corrente aplicada a este. O aumento da temperatura provoca um aumento do ruído e só cessa quando a temperatura for de 0K. Este é gaussiano, ou seja a sua densidade espectral de potência é constante ao longo do espectro de frequências. A tensão eficaz de ruído numa determinada largura de banda é dada por:

$$e_{th} = \sqrt{4k\theta RB} \quad (4.9)$$

em que e_{th} é o valor eficaz da tensão gerada pelo ruído, K a constante de *Boltzmann* (1.38×10^{-23} J/K), θ a temperatura (K), R a resistência do elemento e B a largura de banda em questão [32].

O *noise figure* é o ruído gerado pelos componentes e normalmente é usado como medida de degradação da relação sinal-ruído. É dado pela quociente entre a relação sinal-ruído na entrada sobre a relação sinal-ruído na saída [33]. A sua fórmula (em dBs) é a seguinte:

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = 10 \log\left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}\right) \quad (4.10)$$

No andar de entrada as resistências são responsáveis por criarem ruído vêm assinaladas na figura 4.16 (eth1 a eth4), . O cálculo do ruído causado por cada resistência e o ruído total no andar de entrada à temperatura de 25°C (298K) numa largura de banda de 7 a 14 MHz são dados por:

$$e_{th1} = \sqrt{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 298 \times 150000 \times 7 \times 10^6} \quad (4.11)$$

$$e_{thentrada} = \sqrt{eth1^2 + eth2^2 + eth3^2 + eth4^2} \quad (4.12)$$

O cálculo do ruído para cada resistência é idêntico, sendo a única coisa que varia é o valor da resistência em questão. O ruído na saída do circuito é o ganho do circuito multiplicado pelo ruído do andar de entrada, sendo dado pela seguinte expressão:

$$ethsaída = \text{ganho}(tensão) \times e_{thentrada} \quad (4.13)$$

É necessário ainda ter em conta o *noise figure* introduzido pelo *dual gate* mosfet e pelos transístores BFR92A, embora este não possa ser associado directamente ao cálculo do ruído térmico.

4.6.1.2 Emissor comum

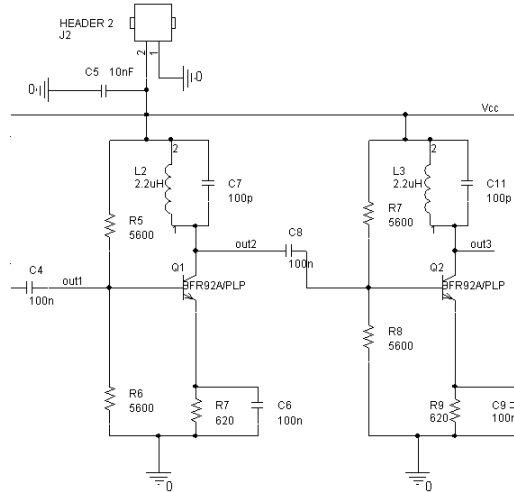


Figura 4.17: Andares de ganho do amplificador sintonizado.

Como a configuração *cascade* não introduzia ganho suficiente no circuito, foi necessário recorrer a uns andares de ganho. Seguidamente ao *cascade* colocaram-se dois andares de ganho na configuração de emissor comum. Este tipo de configuração é usada sobretudo na amplificação de sinais de baixa amplitude e, neste caso o sinal proveniente do corpo é muito baixo (sinais na ordem dos μV). Como os andares são iguais, apenas se vai proceder à explicação de um. As duas resistências de base (na qual entra o sinal, **out1**), R_5 e R_6 , constituem um divisor resistivo que coloca na base uma tensão de $V_{cc}/2$, garantindo que o transistor está sempre em condução (só entra em condução para tensões positivas superiores a 0.7V) e a máxima excursão de sinal (é definida quando na base do transistor se tem uma tensão próxima de $V_{cc}/2$). A corrente de emissor é determinada por R_7 e o condensador C_6 curta circuita esta do ponto de vista de sinal. O condensador C_6 e o paralelo $R_7//r_e$ formam um filtro passa-alto (em que r_e é a resistência vista pelo emissor). A sua frequência de corte é dado pela seguinte expressão:

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_7//r_e)C_6} \quad (4.14)$$

O condensador C_8 serve para separar as tensões DC de ambos os andares, para evitar que as polarizações de um interfiram com a do outro, e o condensador C_5 colocados na alimentação servem para estabilizar a tensão e desacoplamento. A saída do sinal é no colector do transistor Q2 (**out3**).

O emissor comum é um andar inversor, no entanto como se tem dois andares com esta configuração o sinal volta à fase original após passar o segundo andar de ganho.

4.6.1.3 Andar de saída

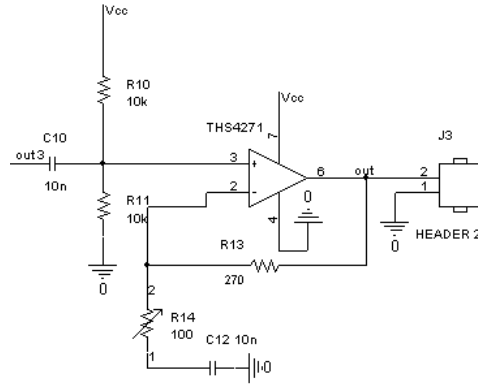


Figura 4.18: Andar de saída do amplificador sintonizado.

A mudança do andar de saída aconteceu, porque o amplificador liga a um circuito desmodulador, pelo que não interessa ter uma impedância de saída de 50Ω . Então introduziu-se, mais um andar de ganho, um amplificador numa configuração não inversora, cujo ganho é variável. O ganho é dado por:

$$A_v = \frac{out}{out3} = 1 + \frac{R_{13}}{R_{14}} \quad (4.15)$$

O ganho mínimo que pode ter é de 3.7, tendo em conta o valor do potenciômetro (R_{14}). O amplificador usado é estável para qualquer valor de ganho. Na entrada + do amplificador foi colocado um divisor resistivo (R_{10} e R_{11}) para criar uma tensão de polarização DC, caso contrário o amplificador estava sempre a V_{cc} , (sempre saturado) e o circuito não funcionava correctamente. C_{10} foi para separar as tensões DC de polarização de ambos os andares.

O ruído no andar de entrada deste é menor relativamente ao amplificador de banda larga, visto que para este contribui menos uma resistência e porque a sua largura de banda é bastante menor. Neste, apenas vamos contar com o ruído de R_1 , R_2 , R_3 e R_4 (assinalado na figura 4.16) e do *dual gate* mosfet. O ruído na saída é o ruído na entrada multiplicado pelo ganho do circuito. No próximo capítulo é referenciado e comparado o ruído em cada amplificador.

No andar da saída utilizou-se o opamp THS4271, por ser estável na largura de banda pretendida, por um baixo *low noise voltage* e funcionar bem com a alimentação disponível [34].

4.6.2 Desmodulador

Este bloco tem como finalidade recuperar o sinal, na sua banda base, gerado pelo bloco emissor. Para isso desmodula o sinal proveniente do amplificador sintonizado, amplifica-o e seguidamente define-lhe os níveis lógicos (0 e 1) de forma a ter uma onda quadrada na saída (supostamente igual à gerada pelo C555).

O desmodulador é constituído por um andar de entrada que tem uma PLL, a qual faz a desmodulação do sinal, um andar de ganho num amplificador com configuração não inversora e na saída um *schmitt trigger* a fim de definir os níveis lógicos (0 ou 1) do sinal, como se apresenta na figura 4.19. Os andares vão ser abordados pela sua ordem no circuito.

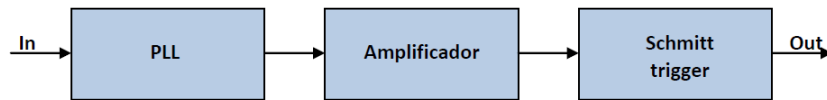


Figura 4.19: Diagrama de blocos do desmodulador.

Previamente ao desmodulador, vai-se falar um pouco sobre PLLs na generalidade, (o seu funcionamento) e sobre a usada, MC74HC4046A da Motorola (divulgar as potencialidades e configuração).

4.6.2.1 PLL (*Phase lock loop*)

PLL, significa em inglês *Phase Lock Loop* e em português designa-se por malha de captura de fase. As primeiras pesquisas que foram realizadas sobre PLLs remontam para o ano de 1932, na altura em que alguns investigadores britânicos desenvolveram uma alternativa ao receptor superheterodónio de *Edwin Armstrong*. Em 1969 foi lançada a primeira PLL em circuito integrado pela Signetics [35]. Ao nível das aplicações, são sobretudo usadas, na desmodulação de frequências, multiplicação ou sintetização de frequência, modulação e desmodulação FSK e em filtragem. De seguida efectuar-se uma breve descrição do funcionamento e constituição de uma PLL. Esta é formada pelos seguintes blocos:

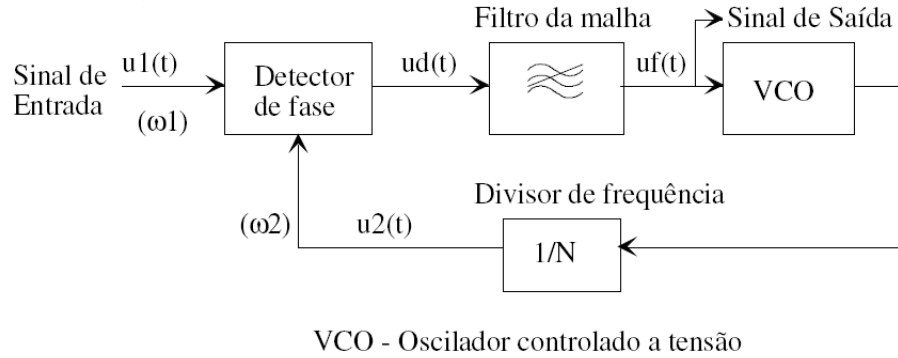


Figura 4.20: Diagrama de blocos de uma PLL.

A PLL é constituída por um detector de fase, um filtro da malha, um VCO e em algumas por um divisor de frequência inserido na realimentação. O objectivo principal da PLL é sincronizar em fase (e frequência) o sinal gerado por um VCO com um sinal de entrada, ou de referência. Caso ocorra um erro de fase entre a $u_2(t)$ e $u_1(t)$ (devido a uma variação de fase ou de frequência do sinal de entrada), a PLL reage actuando ao nível do oscilador de forma a reduzir esse erro. Quando o erro de fase entre a saída e a entrada é muito pequeno ou próximo de zero é porque ambas estão sincronizadas. Considerando os sinais referenciados na figura 4.20, tem-se que:

- $u_1(t)$ - sinal de entrada (ou de referência) / ω_1 (t)-frequência angular do sinal de referência;
- $u_2(t)$ - sinal de saída (do VCO ou do divisor de frequência, se existir) / ω_2 - frequência angular deste sinal;
- $u_d(t)$ - sinal de saída do detector de fase;
- $u_f(t)$ - sinal de saída do filtro da malha;
- $\theta_e = \theta_1 - \theta_2$ - erro de fase à saída do detector de fase.

Detector de fase

O detector de fase compara a fase entre o sinal de entrada com a fase do sinal de saída do VCO ou então com a frequência deste dividida por N, caso esteja inserido um divisor de frequência na malha de realimentação. O sinal gerado u_d é proporcional à diferença de fase entre ambos.

$$u_d = k_d \times \theta_e, \quad k_d - \text{ganho do detector de fase} \quad (4.16)$$

O detector de fase pode ser um simples circuito lógico (ou exclusivo), um multiplicador ou um circuito sequencial sensível às transições.

VCO

O VCO gera um sinal cuja frequência é proporcional à amplitude da tensão criada na sua entrada pelo detector de fase. Este sinal de frequência angular w_2 , depende do sinal de saída do filtro u_f . Quando o sinal é zero, a frequência de saída designa-se por frequência de oscilação livre (w_0).

$$w_2 = w_0 + k_d \times u_f \quad (4.17)$$

Filtro da PLL

O filtro da PLL é normalmente um filtro passa baixo, de forma a eliminar as componentes de alta frequência que geralmente aparecem no sinal gerado na saída do detector de fase. A PLL, pode no entanto apresentar-se sem filtro, mas isso é raro acontecer na prática por questões de imunidade ao ruído entre outras. O filtro influencia a PLL ao nível do erro estacionário e no seu comportamento dinâmico, relativamente a alterações no seu sinal de entrada. São normalmente utilizados filtros de primeira ordem e estes, podem ser activos ou passivos. Os activos são usados em aplicações que pretendam a anulação do erro em regime estacionário. Os filtros passivos são nomeadamente mais económicos e simples e são suficientes para a maioria das aplicações. Em baixo são apresentados dois exemplos de filtros passivos e os seus respectivos diagramas de bode.

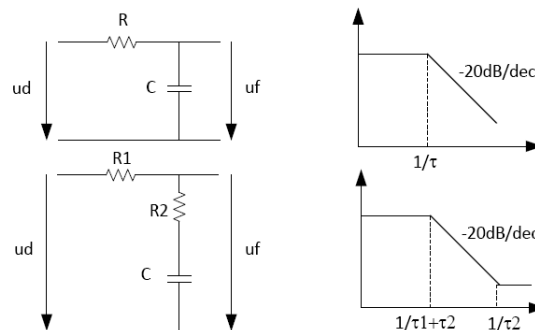


Figura 4.21: Filtro passa baixo e atraso-avanco passivo.

Funcionamento de uma PLL

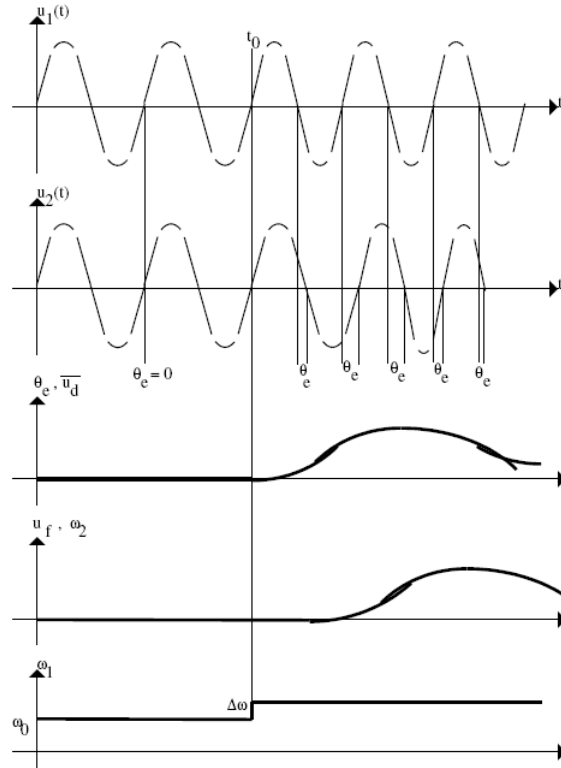


Figura 4.22: Comportamento duma PLL quando o sinal de entrada é incrementado Δw .

Suponha que se introduz um sinal de entrada, u_1 , cuja frequência é igual à frequência livre do oscilador ($w_1 = w_0$). O erro na saída do detector de fase é 0, bem como o sinal na saída do filtro. Seguidamente a entrada sofre um incremento de frequência Δw . Este incremento provoca uma reacção do detector de fase que gera um erro de fase (θ_e) diferente de 0 (positivo). O sinal na saída do filtro também vai ser diferente de 0 e consequentemente o VCO sai da sua frequência de oscilação livre aumentando a frequência (w_2) de saída do seu sinal u_2 . À medida que a frequência de saída (w_2) se aproxima da entrada (w_1), o erro de fase vai diminuindo, até que o sistema acaba por estabilizar quando as frequências forem iguais. Neste ponto diz-se que a PLL se encontra estabilizada (*locked*). No funcionamento da PLL existem duas gamas que é muito importante referenciar: a gama de *lock* e a gama de captura (*capture range*). A primeira diz respeito à PLL quando esta se encontra no estado *lock* e consegue reagir às variações de frequência do sinal de entrada sem sair desse estado. A segunda é gama de frequências para qual a PLL não estando *locked*, consegue atingir esse estado. Geralmente esta gama é mais pequena que a primeira.

4.6.2.2 MC74HC4046A

Neste trabalho, a PLL foi implementada com base no circuito integrado MC74HC4046A, cujo diagrama simplificado se encontra na figura 4.23.

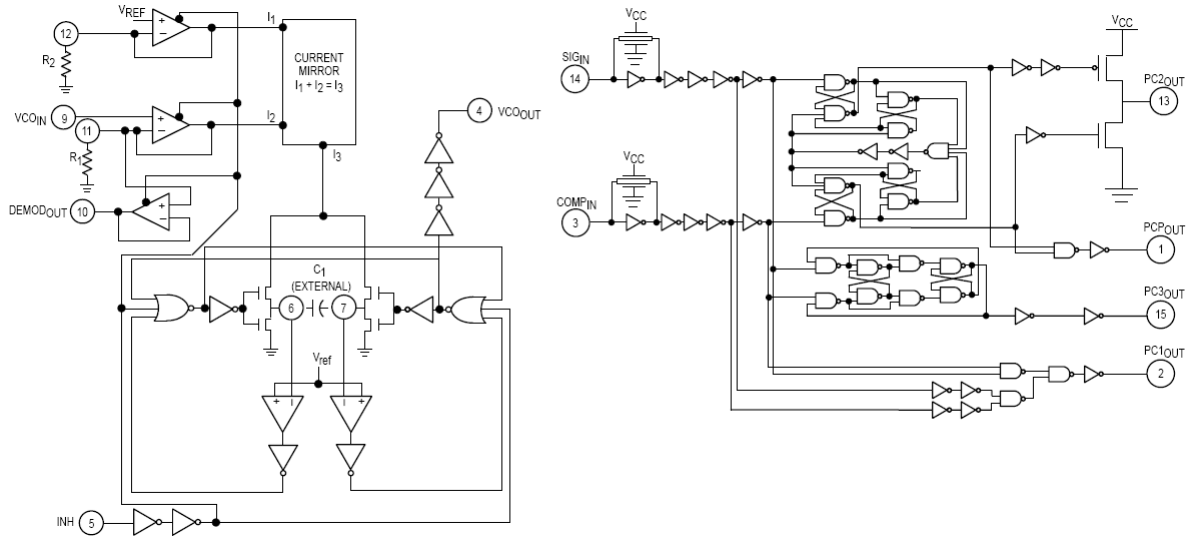


Figura 4.23: Diagrama simplificado da MC74HC4046A.

A escolha deste componente foi fundamentada no seu baixo consumo e no seu funcionamento a baixas tensões [36].

A informação sobre este componente foi retirada de [36]. O MC74HC4046A é uma PLL fabricada em tecnologia CMOS de baixo consumo. Possui um VCO incorporado e três comparadores de fase com entrada de sinal (S_{in}) e com sinal de referência comum (C_{in}). Entre a saída do detector de fase e a entrada do VCO é necessário colocar um filtro passa baixo (que já foi explicado anteriormente). Para a configuração do VCO é necessário ligar um condensador externo entre os pinos 6 e 7, e uma, R_1 , ou duas resistências, R_1 e R_2 , externas nos pinos 11 e 12, respectivamente. R_1 e C_1 determinam a frequência central (frequência de oscilação livre) de oscilação (f_o) e a gama de *lock* da PLL. R_2 define a frequência de *offset* (frequência que define o limite inferior da gama de funcionamento do VCO), no entanto caso não se utilize resistência em R_2 o limite inferior da gama de funcionamento do VCO fica a partir dos 0Hz. Internamente, as resistências determinam a corrente num espelho de corrente, responsável por colocar em condução um dos lados do condensador externo que vai carregar o Vref dos comparadores e a lógica do oscilador faz com o espelho também carregue o lado oposto do condensador, visível na figura 4.23. A saída desta lógica é a saída do VCO. Por fim, é de salientar que a tensão DC de entrada do VCO é importante para determinar a frequência de modulação, isto no caso de se utilizar somente o VCO da PLL, como é o caso no emissor.

A PLL tem uma saída de alta impedância no pino 10 e o pino 5, responsável por desligar o VCO de modo a minimizar o consumo da PLL. Em relação aos comparadores, o primeiro é um ou exclusivo na qual o sinal de entrada deve ter um *duty-cycle* superior a 50% para que a PLL garanta a estabilidade máxima, e mantenha uma diferença de fase de 90° entre S_{in} e C_{in} . Neste comparador quando não se detecta sinal de entrada, o VCO oscila à frequência central e a gama de captura é definida pelo filtro passa-baixo. Na presença de muito ruído este consegue facilmente atingir o *lock*. O comparador de fase 2 é um detector de fase e frequência que é controlado pelas transições positivas de sinal na qual *duty-cycle* do sinal não é importante. Neste comparador, a diferença de fase entre a saída do VCO e o sinal de entrada é sempre de 0° . É formado por quatro *flip-flops* e por dois mosfets de controlo e mais alguma lógica. Quando não tem sinal na entrada o VCO oscila à frequência mais baixa. A sua gama de captura é idêntica à de *lock* e este é bastante sensível ao ruído. Por fim, o terceiro comparador também é um detector de fase controlado pelas transições positivas do sinal de entrada e o *duty-cycle* do sinal de entrada não é relevante. Apenas é constituído por um *flip-flop* tipo RS. A diferença deste comparador face ao anterior ocorre ao nível da diferença de fase entre o sinal de entrada e o de referência que pode variar entre 0 e 360° . A gama de *lock* e a de captura está dependente do filtro passa baixo e quando não existe sinal na entrada o VCO oscila a frequência mais alta.

As formas de onda nos respectivos comparadores podem ser observadas na figura 4.24.

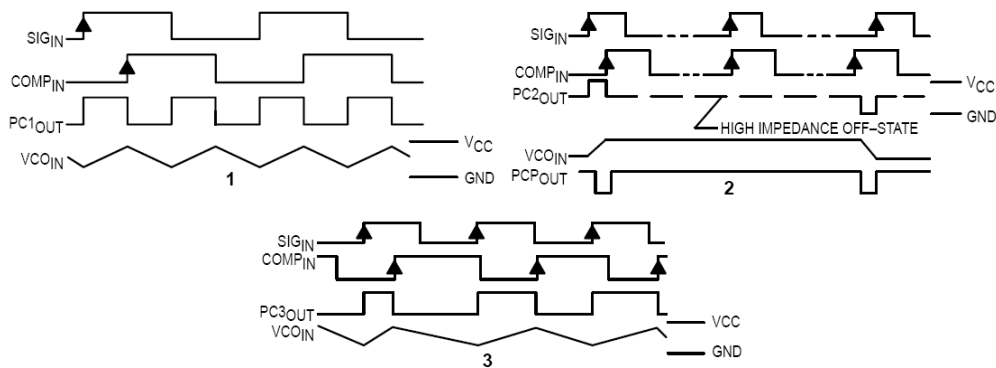


Figura 4.24: Formas de onda nos comparadores 1, 2 e 3.

Configuração da PLL

Na PLL pode-se definir o modo de operação do VCO com ou sem frequência de *offset*. Se se optar por VCO sem frequência de *offset*, apenas se utiliza o condensador e uma resistência (R_1), caso contrário utiliza-se o condensador e as duas resistências (R_1 e R_2), na qual R_2 define a frequência de *offset*. Voltando ao caso do VCO sem *offset*, primeiro

decide-se qual a frequência central (frequência de oscilação livre) na qual se pretende que o VCO oscile, em seguida pela consulta do gráfico da figura 4.25, determina-se os valores para R_1 e para C_1 . O produto destes componentes ($R_1 \times C_1$) define a gama de *lock* da PLL (figura 4.26a). O f_{min} e o f_{max} são calculados, enquadrando a gama de *lock* ($2f_L$) em torno da frequência central, sendo que esta é a que fica no centro do intervalo. Isto é válido para os três comparadores e o pino onde se coloca R_2 fica em aberto. No VCO com frequência de *offset*, primeiro define-se qual a frequência central e o *lock range*. Determina-se a frequência de *offset* pela fórmula $f_{off} = f_o - f_L$ e com o gráfico b da figura 4.26 obtém-se o valor de R_2 e C_1 . O valor de R_1 é retirado através do produto de $R_1 \times C_1$ da figura 4.26a, onde está definido o *lock range*.

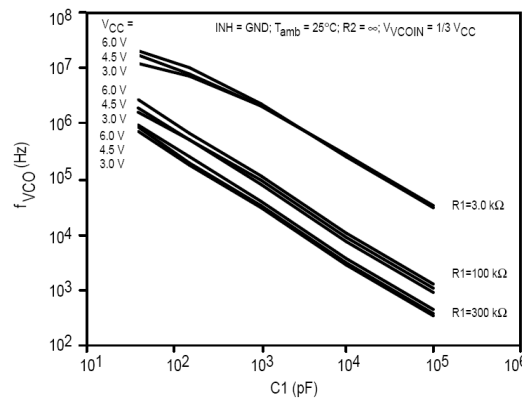


Figura 4.25: Valor típico da frequência central em função de R_1 e C_1 .

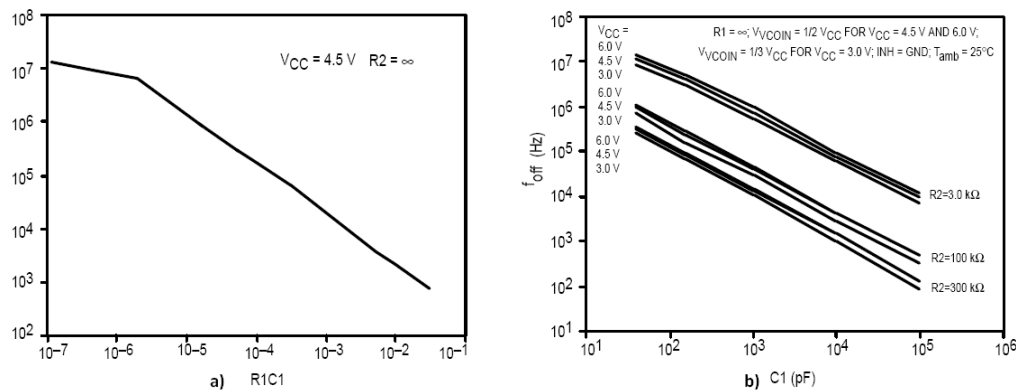


Figura 4.26: Valor da gama de *lock* em função de R_1 e C_1 (a) e valor típico da frequência de *offset* em função de C_1 e R_2 (b).

O filtro a colocar entre a saída do detector de fase e o VCO, é um passa-baixo passivo ou um atraso-avanço passivo, como figura em 4.21. No primeiro caso, este apenas possui um

amplificador sintonizado). A configuração da PLL já foi indicada e no capítulo seguinte é explicado o valor dos componentes usados. O sinal banda base é recuperado na saída do filtro passa-baixo passivo, cuja frequência de corte é dada por:

$$f_h = \frac{1}{2\pi C_2 R_3} \quad (4.21)$$

A saída deste bloco é na saída do filtro (out1).

4.6.2.4 Amplificador e *Schmitt trigger*

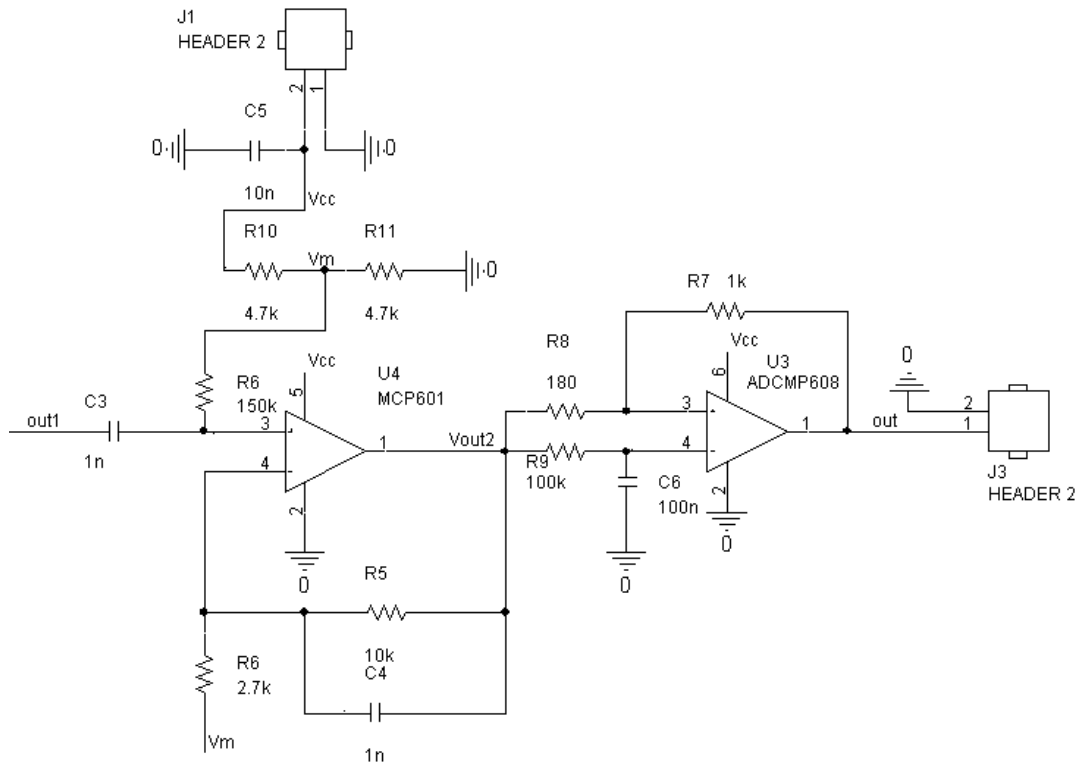


Figura 4.28: Andar de amplificação e *schmitt trigger* do desmodulador.

Na zona onde é recuperado o sinal, é ligado um andar de ganho, utilizando um amplificador operacional com configuração não inversora. De modo a não saturar permanentemente o amplificador, visto que o sinal à saída do filtro apresenta uma componente DC, é ligado um filtro passa-alto (R_4 e C_3) à entrada + do amplificador que evita a passagem da componente DC. Nas entradas + e -, é ligado um divisor resistivo, composto por R_{10} e R_{11} , que coloca metade da tensão de alimentação nesses pontos (definindo assim a tensão DC na sua saída), garantindo a excursão máxima do sinal e contribuindo assim para um melhor desempenho do amplificador.

A frequência de corte do filtro passa-alto e o ganho em tensão são dados por:

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_4 C_3} \quad (4.22)$$

$$A_v = \frac{V_{out2}}{V_{out1}} = 1 + \frac{R_5}{R_6} \quad (4.23)$$

Paralelamente a R_5 , colocou-se um condensador C_4 , que em conjunto com a resistência formam um filtro passa-baixo activo, a fim de filtrar ainda algum sinal residual de portadora. Este filtro não afecta a dinâmica da PLL. A frequência de corte do filtro é dada por:

$$f_h = \frac{1}{2\pi R_5 C_4} \quad (4.24)$$

Seguidamente à saída do amplificador é ligada ao andar de saída, um circuito biestável. Neste tipo de circuitos existem dois estados estáveis (um dos estados é saturação positiva do amplificador e o outro é a saturação negativa) como próprio nome indica. O circuito pode permanecer num desses estados estáveis eternamente, a não ser que seja disparado para o outro estado através do sinal de entrada quando ultrapassa um dado limiar. As tensões de limiar são normalmente representadas por V_{th} (limiar alto) e V_{tl} (limiar baixo). Quando a entrada se encontra entre estes dois limiares o circuito permanece no estado anterior, ou seja este circuito exhibe uma espécie de memória. A diferença entre estes limiares é denominada de histerese. O circuito pode ter características de transferência inversoras e não inversoras. Neste caso interessa o segundo caso, pelo que quando a tensão de entrada do circuito ultrapassa o limiar V_{th} a saída dispara para o estado de saturação positivo (L_+) e quando a entrada desce abaixo do limiar V_{tl} a saída dispara para o estado de saturação negativo (L_-). O amplificador usado foi um comparador, cujas estado de saturação positivo é V_{cc} e o estado de saturação negativo é GND. Na entrada do amplificador é ligado um filtro passa-baixo (integrador), que integra o sinal (só passa a componente DC do sinal), colocando num ponto médio ($V_{cc}/2$). Sobre este ponto médio são determinados os limiares de tensão. Sendo assim, tem-se que a tensão na entrada do comparador é dada por:

$$V_+ = V_{out2} \frac{R_7}{R_8 + R_7} + V_{out} \frac{R_8}{R_8 + R_7} \quad (4.25)$$

Assumindo que V_{out} se encontra no estado estável positivo (L_+), para disparar a saída para o estado estável negativo é necessário que a tensão na entrada desça abaixo de V_{tl} e a tensão em V_+ seja $V_{cc}/2$. Sendo assim, para determinar o valor de V_{tl} substitui-se na equação acima $V_{out2} = V_{tl}$, $V_{out} = L_+$ e $V_+ = V_{cc}/2$:

$$V_{tl} = \frac{\left(\frac{V_{cc}}{2} - L_+ \times \frac{R_8}{R_8 + R_7}\right)}{R_7} \times (R_7 + R_8) \quad (4.26)$$

É de salientar que a saída não se altera por mais negativa que seja a entrada, assim como também acontece no estado de saturação positivo, por mais elevada que seja na entrada a tensão positiva.

Para colocar a saída no estado estável positivo é necessário, que a tensão na entrada seja superior ao valor de V_{th} . Substituindo na equação $V_{out2} = V_{th}$, $V_{out} = L_-$ e $V_+ = V_{cc}/2$, obtém-se então o valor do limiar:

$$V_{th} = \frac{\left(\frac{V_{cc}}{2} - L_- \times \frac{R_8}{R_8 + R_7}\right)}{R_7} \times (R_7 + R_8) \quad (4.27)$$

Resumindo, para que a saída esteja saturada positivamente é necessário que a entrada do biestável suba acima do limiar alto, e para estar saturada negativamente é necessário que desça abaixo do limiar baixo. A saída do circuito vem assinalado pelo label **out**.

O amplificador usado no sector de amplificação foi o MCP601, que embora seja um pouco lento, funciona razoavelmente bem até aos 100kHz, (maior do sinal de banda base que se pretende recuperar), tem a vantagem de ser *rail to rail* (excursão de sinal na saída, pode ir até de GND a V_{cc}) e trabalhar com baixas tensões [37]. Já no *schmitt trigger* recorreu-se a um amplificador comparador, o ADCMP608, que tem como características principais o baixo consumo, ser *rail to rail* e rápido nas comutações [38].

Capítulo 5

Resultados: Simulação e experimentais

5.1 Sumário

Neste capítulo são demonstrados os resultados obtidos por simulação e os experimentais. Sobre os últimos são colocados os testes realizados individualmente a cada circuito com o objectivo de verificar o seu funcionamento. No final são introduzidos os resultados obtidos pelo sistema. Alguns dos circuitos não foram possíveis simular, pelo que foram testados em placas branca, no entanto os seus resultados não irão ser apresentados, visto tornarem-se uma repetição dos obtidos já em PCB. Além disto, ainda vão ser fornecidas fotos das placas desenvolvidas e produzidas dos diferentes circuitos.

O simulador utilizado foi a versão *demo* do *Orcard* v16.0, excepto na simulação do C555 em modo astável [39].

5.2 Testes Individuais

5.2.1 Conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico (alimentação unipolar)

O LED inserido no conversor eléctrico-óptico foi polarizado com uma corrente de 8mA (determinada por R_3). Em relação ao conversor óptico-eléctrico que actua numa banda até aos 100MHz, colocou-se um filtro passa-baixo activo (composto por R_1 e C_1) com uma frequência de corte de 106.1MHz e, também se inseriu um circuito de ressonância (formado por L_1 e C_1), com uma frequência de 41.09MHz.

5.2.1.1 Simulação

O circuito do conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico simulado vem anexado (figura A.3), com as várias tensões DC e as correntes assinaladas nos diversos nós (calculadas pelo simulador), os quais vem nomeados, para se efectuar a comparação com os valores de tensão DC obtidos nas placas desenvolvidas. O LED (MLed96) e o fotodetector (MRD510) utilizados na simulação, não foram os utilizados na prática, daí poderem existir pequenas diferenças nos valores de tensão e mesmo no resultado de simulação aqui apresentado do ganho de transimpedância, em função da frequência. Contudo isto serve para ter uma ideia do comportamento do circuito. O resultado obtido no simulador do ganho de transimpedância (dBs) em função da frequência no conversor óptico-eléctrico foi o seguinte:

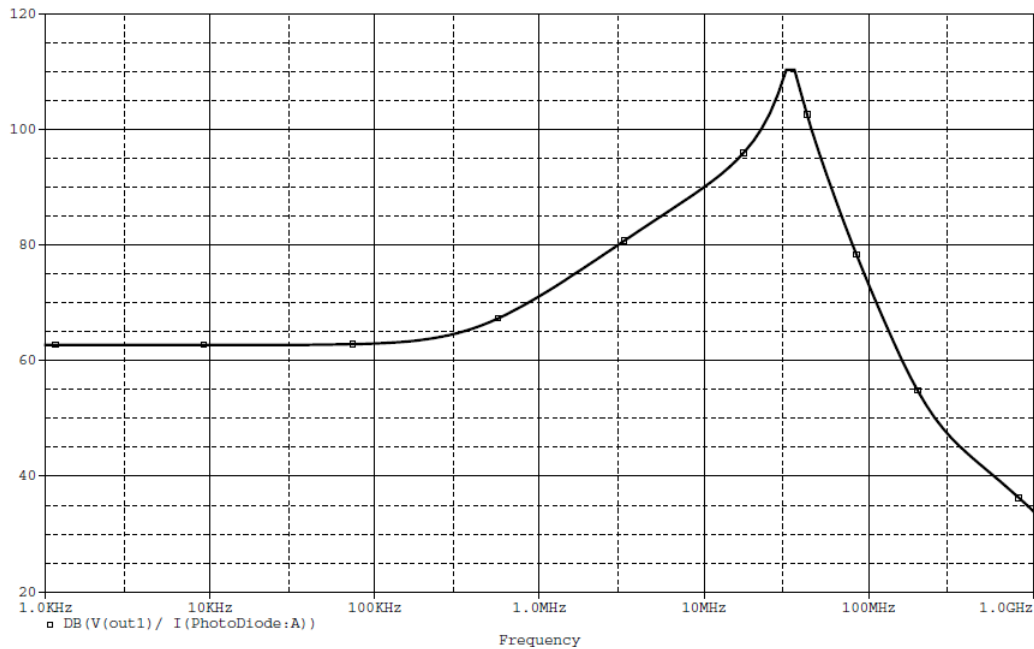


Figura 5.1: Ganho (dBs) vs frequência obtido pelo simulador no conversor óptico-eléctrico versão unipolar.

Pela simulação observa-se que o circuito começa a decaír a apartir dos 100MHz e possui a frequência de ressonância nos 41MHz. Na banda de frequências pretendida possui um ganho de transimpedância elevado (sempre acima dos 60dBs).

5.2.1.2 Resultados experimentais

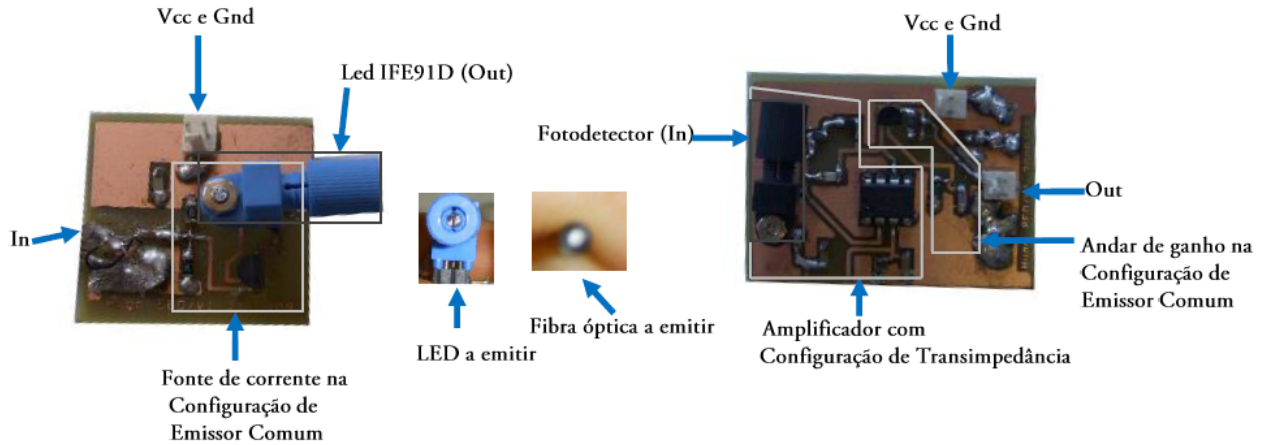


Figura 5.2: Conversor elétrico-óptico e óptico-elétrico versão unipolar (placas).

O esquema do circuito da placas vem no capítulo 4 (tanto do conversor eléctrico-óptico, figura 4.2 como do óptico-elétrico, figura 4.4).

As tensões DC (em volts) medidas nas placas do conjunto dos conversores são dadas pela seguinte tabela, segundo os nós assinalados no circuito simulado que vem em anexo (figura A.3):

in	0	V+	1.5	out1	2.1
c	1.8	V-	1.5	Vcc	3
b	1.5	b1	1,5		
e	0.7	e1	0.7		

Tabela 5.1: Tensões DC (em V) no conversor eléctrico-óptico e óptico-elétrico.

No teste destes circuitos aplicou-se uma sinusóide com a amplitude de 100mVp a diferentes frequências (10kHz, 1MHz e 10MHz). Ligou-se o conversor eléctrico-óptico ao óptico-elétrico através da fibra óptica e retiraram-se as formas de onda, na entrada do conversor eléctrico-óptico, na saída do amplificador e na saída (colector do transistor) do conversor óptico-elétrico. Estas encontram-se na figura 5.3 (a pontas de prova encontrava-se sempre em $\times 1$).

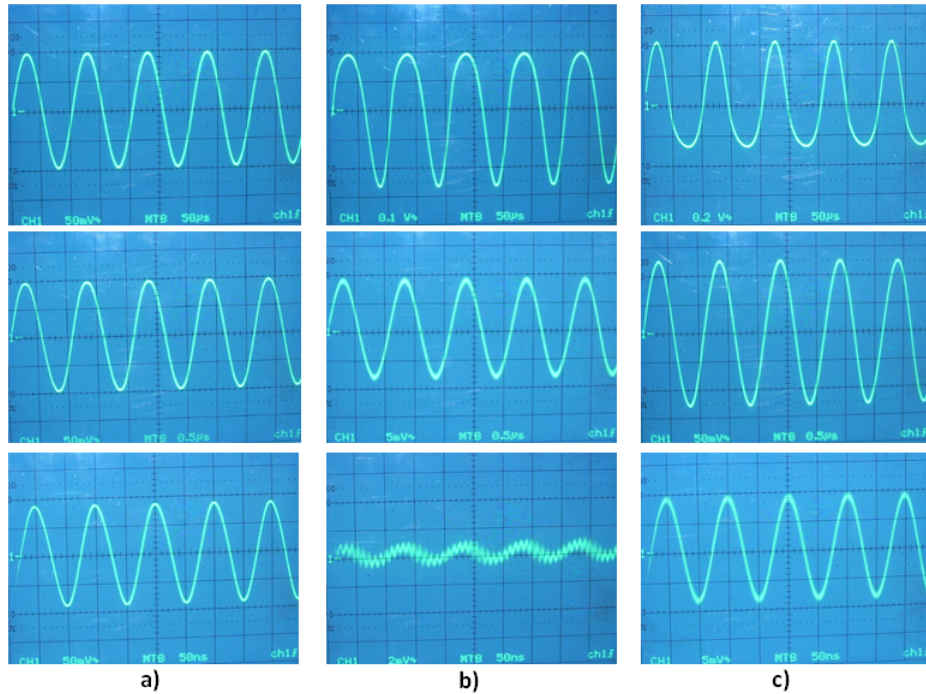


Figura 5.3: Formas de onda a 10kHz, 1MHz e 10MHz, na entrada do conversor eléctrico-óptico (a), na saída do amplificador (b) e na saída do conversor óptico-eléctrico (c).

Pela visualização das formas de onda, comprova-se que o conjunto dos dois conversores funciona melhor a baixas frequências e que introduz um ganho em tensão de 3.6V/V (a 10kHz), face ao sinal inicial introduzido no conversor eléctrico-óptico (tem que se ter em conta a atenuação da fibra). A 1MHz o ganho fica reduzido a 1.5V/V. Finalmente aos 10MHz, a onda sofre uma maior atenuação da fibra por um lado e por outro o amplificador já apresenta não funciona na sua perfeição a esta frequência, daí encontrar-se na saída uma atenuação de 20dBs relativamente ao sinal inicial.

5.2.1.3 Observação

A simulação apresenta um bom resultado para o circuito, salientando a resposta bastante *flat* até cerca de 1MHz, aumentando o seu ganho daí para a frente e contando com o efeito de ressonância aos 40MHz.

As tensões DC medidas encontram-se muito semelhantes as obtidas no simulador, como seria esperado.

Em termos práticos, salienta-se o bom comportamento do conjunto de conversores as baixas frequências e à que medida que esta aumenta o ganho em tensão decresce até depois passar a uma atenuação do sinal inicial (devido ao amplificador), porém o circuito

não apresenta nenhuma introdução de ruído e nenhuma oscilação, tendo sempre um sinal bastante limpo na saída.

5.2.2 Conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico (alimentação bipolar)

A versão bipolar é idêntica à versão unipolar, salientando-se novamente o filtro passa-baixo (R_1 e C_1) na realimentação do conversor óptico-eléctrico cuja frequência de corte inferior é de 106.1MHz. A única diferença é o andar de saída, que faz a terminação do circuito numa impedância de 50Ω . No conversor eléctrico-óptico, o LED é polarizado com uma corrente de 11mA.

5.2.2.1 Simulação

Este foi o último circuito a ser desenvolvido e simulado. Mais uma vez, também vem anexado (figura A.1) e nele estão as suas tensões e correntes assinaladas nos nós nomeados. O LED e o fotodetector requisitados na simulação foram os mesmos da versão unipolar do circuito simulado.

O resultado da simulação do ganho de transimpedância (dBs) em função da frequência do conversor óptico-eléctrico vem dado por:

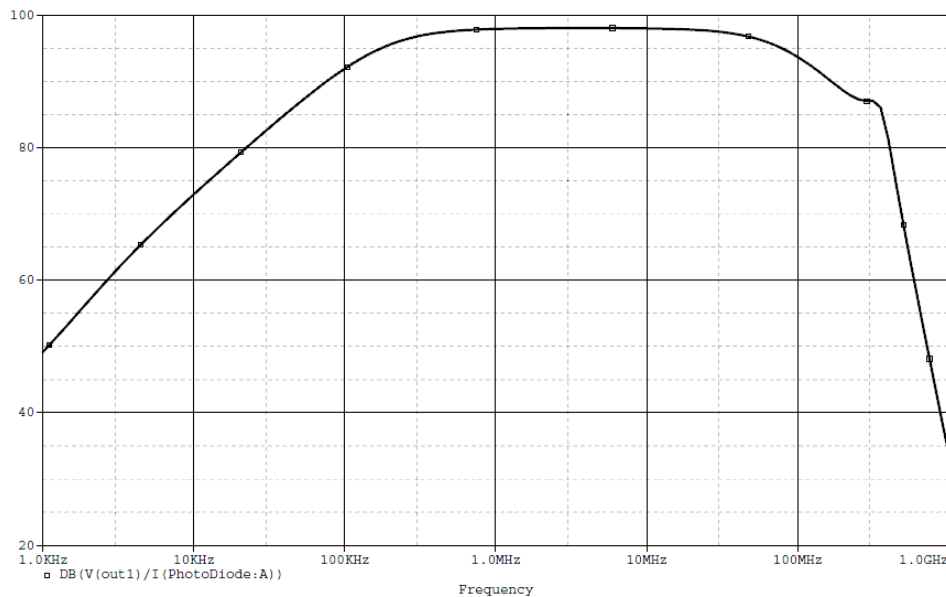


Figura 5.4: Ganho (dBs) vs frequência obtido no simulador do conversor óptico-eléctrico com alimentação bipolar.

A sua resposta é bastante similar à de um filtro passa banda, tendo um ganho de transimpedância superior a 90dBs entre os 100kHz e os 100MHz, devido ao seu amplificador, que possui um produto de ganho largura de banda extremamente elevado.

5.2.2.2 Resultados experimentais

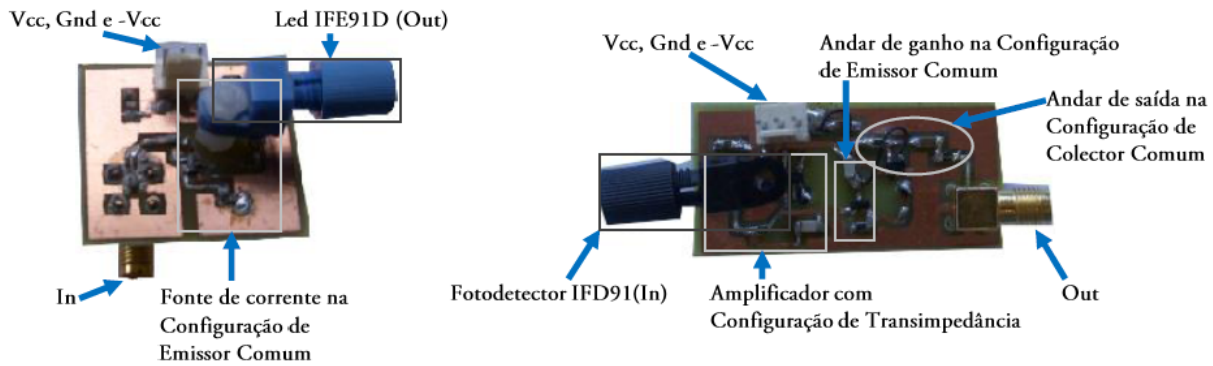


Figura 5.5: Conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico com alimentação bipolar (placas).

As placas desenvolvidas dos dois circuitos estão representadas pela figura 5.5. Os esquemas dos seus circuitos são dados pelas figuras 4.3 e 4.5 do capítulo 4. De modo a realizar o teste aos circuitos ligou-se um ao outro por fibra óptica. Após isto mediram-se as tensões DC (nas placas), nos nós referenciados no circuito simulado, que são dadas pela tabela 5.2 (em volts).

in	0	-Vcc	-5	c1	1
c	3.6	V-	1.7	e1	0.9
e	-0.7	V+	0	e2	0.2
Vcc	5	b	1.7	out1	0

Tabela 5.2: Tensões DC (em V) no conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico com alimentação bipolar.

No teste de funcionamento do circuito verificou-se que o conversor eléctrico-óptico funcionava bem, no entanto o conversor óptico-eléctrico apresentava oscilações devido ao mau funcionamento do amplificador.

5.2.2.3 Observação

Os resultados da simulação tiveram um nível bastante aceitável, com um ganho bastante elevado até aos 100MHz. As tensões DC medidas não estavam próximas das alcançadas

na simulação, devido fundamentalmente ao mau funcionamento do amplificador.

Em relação à implementação dos circuitos, o conversor eléctrico-óptico funcionava correctamente, porém o mesmo não se passava com o óptico-eléctrico por causa do amplificador. Este ficou danificado devido ao aquecimento a que foi sujeito pelo ferro de soldar, durante o acto. A solução para o circuito funcionar sem problemas seria a troca do amplificador por um novo.

5.2.3 Emissor

5.2.3.1 Simulação

No emissor pretendia-se gerar uma onda quadrada com uma amplitude de 3V e uma frequência de 10kHz, através do C555, configurado em modo astável, pelo que em vez de efectuar os cálculos, pelas fórmulas apresentadas no *datasheet* do TLC555, recorreu-se a um simulador cujas fórmulas já se encontravam implementadas [5].

O resultado obtido de acordo com as resistências que haviam disponíveis foi o seguinte:

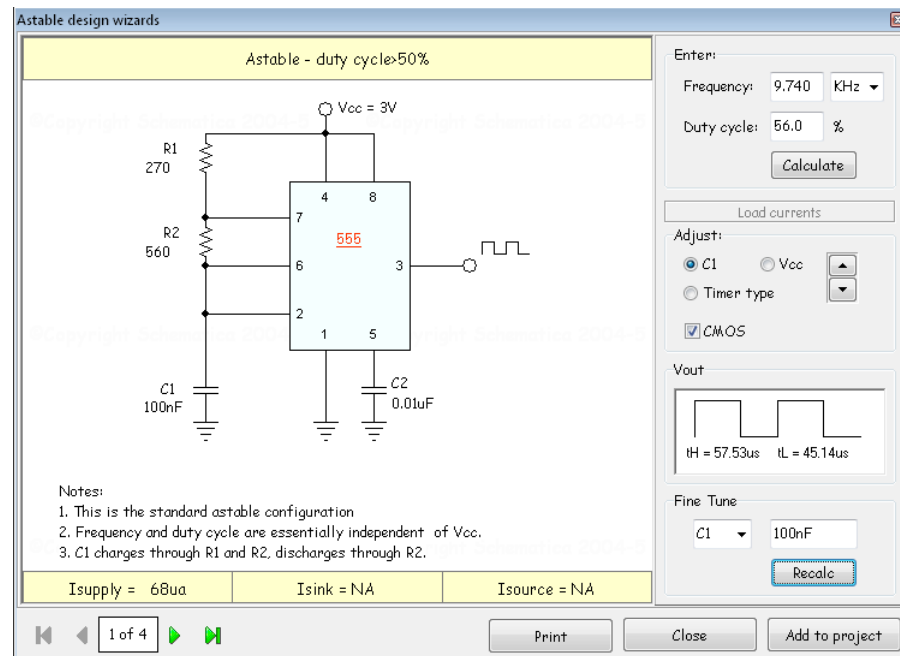


Figura 5.6: Simulador 555 [5].

A frequência da onda calculada pelo simulador era de 9.74kHz, com um *duty-cycle* de 56% e uma amplitude de 0 a 3V.

5.2.3.2 Resultados experimentais

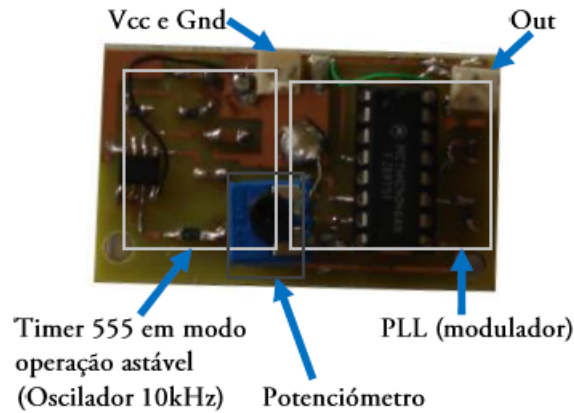


Figura 5.7: Emissor (placa).

Em cima, é possível visualizar a placa (PCB) desenvolvida, cujo esquema do circuito é o apresentado no capítulo anterior pela figura 4.7.

No emissor, usou-se o VCO da PLL para determinar as frequências de modulação (que também estão dependentes da configuração da PLL). Nesse caso foi necessário aplicar uma tensão DC na entrada do VCO, que garantisse a modulação próxima da gama de frequências pretendidas, sendo que para isso, ajustou-se o potenciômetro na entrada do mesmo. Os valores dos outros componentes utilizados na configuração da PLL são explicados na subsecção do desmodulador.

Seguidamente, são apresentadas as formas de onda obtidas na saída do TLC555, na entrada e saída do modulador.

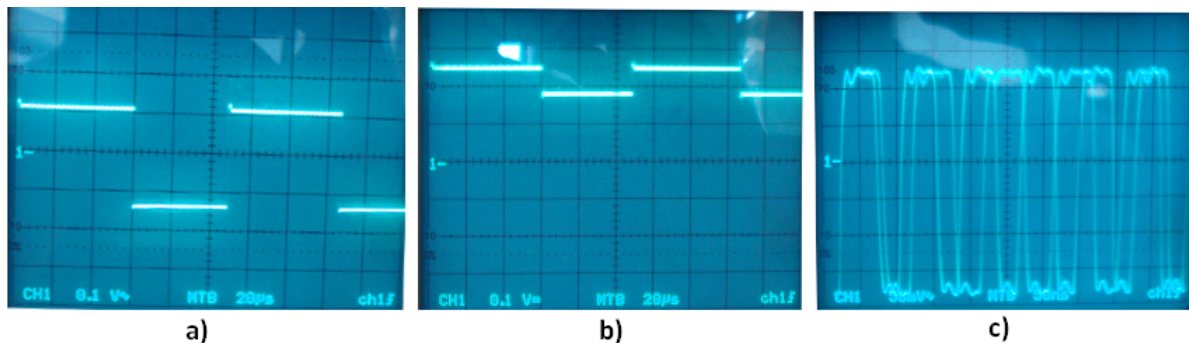


Figura 5.8: Formas de onda na saída do TLC555 (a), na entrada (b) e saída do modulador (c).

Pode-se observar que só no segundo sinal é que foi introduzida componente DC (no

osciloscópio), realçando a tensão DC na entrada do VCO. A ponta de prova está em $\times 10$, nos vários sinais.

A frequência do sinal banda base é de 9.54kHz, a sua amplitude de 3V (quando vai a 1) e o seu *duty-cycle* de 55%. À entrada do modulador, a onda quadrada é atenuada e é introduzida uma dada componente DC. Na saída do modulador sobrepõem-se duas frequências, uma de 10MHz (portadora dos 0s) e outra de 11.4MHz (portadora dos 1s).

5.2.3.3 Observação

Os resultados do simulador e do circuito prático encontram-se próximos em termos de frequência do sinal de banda base e de *duty-cycle*, como seria de esperado. As frequências de modulação também estão bastante próximas das teóricas desejadas, uma delas coincide inclusive com um dos valores requeridos.

5.2.4 Amplificador sintonizado

O objectivo deste amplificador é trabalhar numa frequência de ressonância (dada pela bobina e pelo condensador colocado em paralelo, no dreno do *dual gate* mosfet e nos colectores dos transístores dos andares de ganho) entre os 10MHz e os 11.4MHz, naturalmente para amplificar o sinal modulado proveniente do corpo humano. Para isso, ajustou-se o valor da bobina e do condensador de modo a atingir esse valor, tendo como auxílio a resposta do ganho em função da frequência obtido no simulador. O valor da bobina que se escolheu (através dos resultados do simulador) foi de 2.2uH e o condensador de 100pF, estando a frequência de ressonância sintonizada nos 10.7MHz (ficando a meio das duas frequências de modulação).

5.2.4.1 Simulação

Tal como o circuito anterior, este também vem adicionado em anexo (figura A.2), com as respectivas correntes e tensões assinaladas (avaliadas pelo simulador) nos diferentes nós do circuito. Nos nós foram introduzidos *labels* para uma comparação futura com as tensões DC obtidas experimentalmente na placa desenvolvida.

O circuito foi simulado, e o resultado do ganho em tensão (dBs) em função da frequência foi o seguinte:

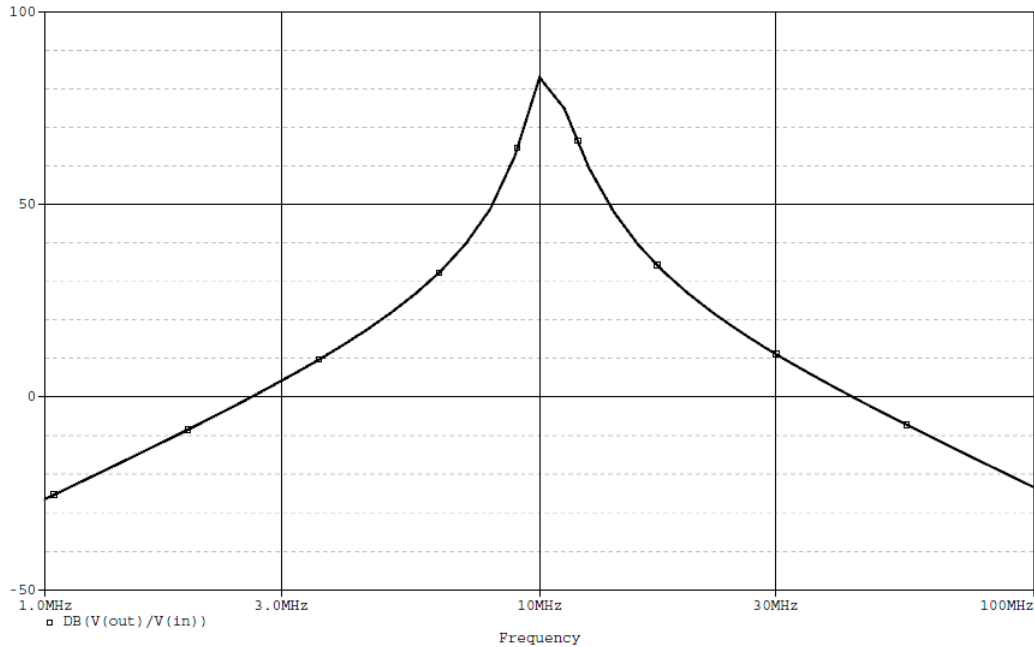


Figura 5.9: Ganho (dBs) vs frequência no amplificador sintonizado obtido pelo simulador.

O ganho é bastante elevado (cerca de 83dBs) e este está restringindo a uma banda bastante estreita como se pretendia, evitando assim o ruído proveniente de outras frequências.

5.2.4.2 Resultados experimentais

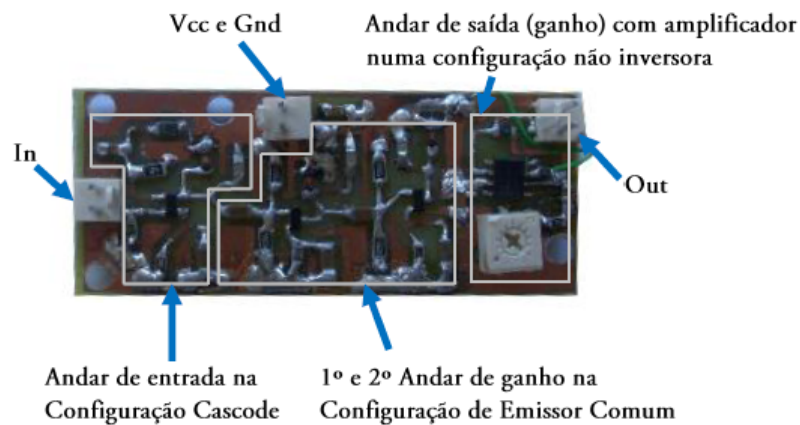


Figura 5.10: Amplificador sintonizado (placa).

O circuito do amplificador sintonizado vem no capítulo anterior na secção do amplificador sintonizado (figura dos vários andares) e placa implementada deste vem ilustrada pela

figura 5.10. Sobre esta foram retiradas as tensões DC nos pontos assinalados no esquema de simulação que se encontra em anexo (figura A.2). As tensões medidas estão na tabela 5.3 (em volts).

in	0.002	c	3	b1	1.5	out	1.5
g2	0.65	b	1.5	e1	0.7	Vcc	3
s	0.12	e	0.7	V+	1.5		
d	3	c1	3	V-	1.5		

Tabela 5.3: Tensões DC (em V) no amplificador sintonizado (placa).

No teste deste circuito aplicou-se uma onda sinusoidal, primeiramente com 10MHz e depois com 11.4MHz (as duas frequências de modulação da PLL) e com uma amplitude de 7mVp. Retiraram-se as formas de onda na entrada, no colector do transistor do segundo andar de ganho e na saída. São ilustradas pela figura 5.11.

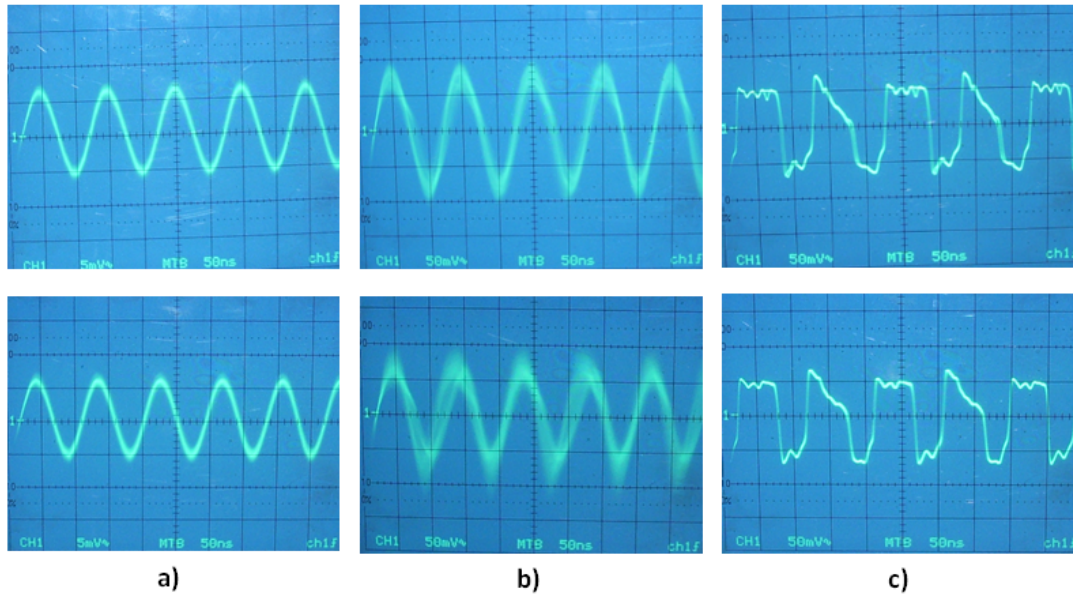


Figura 5.11: Formas de onda na entrada (a), no colector do segundo andar de ganho (b) e na saída do amplificador sintonizado (c).

É necessário frisar que a ponta de prova, no sinal à entrada do circuito está em $\times 1$, enquanto que para os outros se encontra em $\times 10$ (isto, é válido para as duas frequências). No caso da onda a 10MHz, o sinal tem uma amplificação ligeiramente mais elevada e menos ruído, nos andares de ganho (emissor comum) em relação à de 11.4MHz. Na saída, o amplificador já se encontra bastante saturado (só garante na saída uma excursão máxima

de sinal de 1.2Vpp, segundo o *datasheet*), pelo que é possível observar uma pequena distorção nas formas de onda, em ambas as frequências.

De modo a medir efectivamente o ganho do circuito aplicou-se uma onda com uma amplitude de 2mVp e mediu-se um ganho em tensão de 300V/V (49.5dBs) em ambas as frequências de modulação.

5.2.4.3 Ruído-simulador

A densidade espectral de ruído obtido no simulador, na entrada e na saída do circuito é avaliado na figura 5.12.

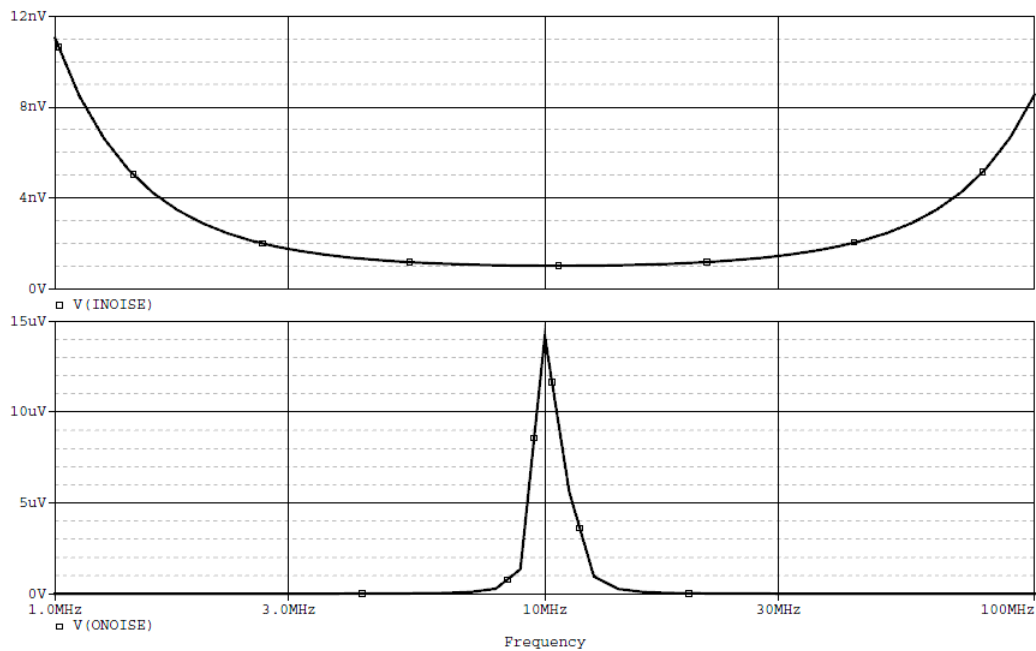


Figura 5.12: Ruído obtido por simulação no andar de entrada e na saída do amplificador.

O ruído no andar de entrada é mais baixo na zona de amplificação devido à elevada impedância de entrada do *dual gate mosfet*, enquanto que na saída é maior na zona de amplificação, porque aparece multiplicado pelo ganho do circuito. A tensão eficaz de ruído (entre os 7 e os 14MHz) calculada na entrada do amplificador foi de 2.65uV e na saída de 18mV.

5.2.4.4 Ruído-teórico

Agora, vai-se proceder ao cálculo do ruído do andar de entrada provocado pelas resistências, pelo *dual gate mosfet* e pelo transistor BFR92A. Definindo a largura de banda (B)

entre 7 a 14MHz, a temperatura ambiente (θ) de 25°C (298K) e sabendo que o valor da constante de *Boltzmann* é 1.38×10^{-23} J/K, determinou-se o valor da tensão eficaz de ruído provocada por cada resistência usando a fórmula do capítulo anterior. No cálculo do ruído na saída considerou-se o ganho de 300V/V. A tabela traduz os resultados, sendo o valor dado em volts de acordo com o esquema do capítulo anterior (figura 4.16).

Eth1	1.31×10^{-4}	Eth4	1.27×10^{-6}
Eth2	1.07×10^{-4}	Ethentrada	1.78×10^{-4}
Eth3	5.57×10^{-5}	Ethsaída	0.0534

Tabela 5.4: Ruído (em V) no amplificador sintonizado.

5.2.4.5 Observação

O ganho obtido na simulação na faixa estreita dos 10MHz é bastante elevado (83dBs). As tensões DC obtidas na simulação estão de acordo com as medidas na prática.

Ao nível dos resultados experimentais, é necessário salientar, o ligeiro ruído introduzido pelos andares de ganho e ainda a distorção do amplificador na saída quando se encontra muito saturado. Contudo espera-se que o sinal proveniente do corpo tenha uma amplitude bastante inferior, pelo que aí o amplificador não distorce.

No andar de entrada, existe uma pequena discrepância entre o valor do ruído medido pelo simulador e o calculado, no entanto estão na mesma ordem de grandeza, o que leva a concluir serem resultados aceitáveis.

Na saída do circuito, o resultado teórico do ruído e o de simulação possuem a mesma ordem de grandeza embora diferam um pouco de valor. É de salientar, que o valor teórico não é muito elevado.

5.2.5 Desmodulador

O desmodulador é um dos circuitos que foi testado em placa branca (tal como o modulador), pelo que quando se entendeu o seu funcionamento, implementou-se o circuito em PCB.

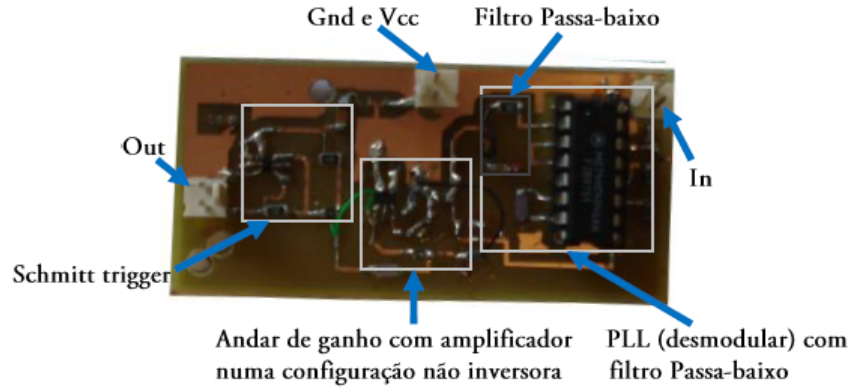


Figura 5.13: Desmodulador (placa).

A figura 5.13 ilustra a placa do desmodulador produzida cujo esquema do circuito é o apresentado no capítulo anterior na secção do desmodulador (figura 4.27 e 4.28), juntando a PLL, o amplificador e o *schmitt trigger*.

Configurou-se a PLL de modo que efectuasse a desmodulação em torno das frequências de modulação (10 e 11.4MHz). Para isso, definiu-se a frequência de oscilação livre de 10MHz, sendo então o valor de R_1 e C_1 de $3k\Omega$ e $39pF$, respectivamente, pelo gráfico da figura 4.25. Porém, não foi possível verificar a gama de *lock* com base no produto de $R_1 \times C_1$ (gráfico a da figura 4.26 só é válido para $V_{cc} = 4.5V$), procedeu-se então à definição da frequência de *offset*. O valor escolhido foi de 8MHz, determinando um R_2 de $10k\Omega$, segundo o gráfico b da figura 4.26. Com estes três valores, existe um gráfico no *datasheet* da PLL que indica o *lock range*, sendo neste caso entre 4 e 5MHz. Como é óbvio, é um pouco difícil determinar a frequência exacta de oscilação da PLL, a sua gama de *lock* e a frequência de *offset*, no entanto foi possível através dos gráficos do *datasheet* da PLL, ter valores aproximados.

Na saída do detector de fase é colocado o filtro passa-baixo (C_2 e R_3), cuja frequência de corte é de 159.2kHz, onde é recuperado o sinal banda base. No amplificador surgem outros dois filtros, um passa alto passivo (C_3 e R_4) e um passa baixo activo (C_4 e R_5) cujas frequências de corte são 1.06 e 15.9kHz, respectivamente.

O ganho do amplificador em configuração não inversora é de 3.1 e as tensões que definem os níveis lógicos no *schmitt trigger*, V_{tl} e V_{th} são 1.23 e 1.77 V. De salientar que o filtro na entrada + do comparador coloca a tensão no ponto médio (1.5V).

No teste experimental ligou-se directamente o modulador e o desmodulador, efectuando o *trigger* do sinal no desmodulador através do sinal banda base gerado pelo C555. As formas de onda obtidas na saída do filtro da PLL, à saída do amplificador e na saída do circuito são (com as pontas de prova em $\times 10$):

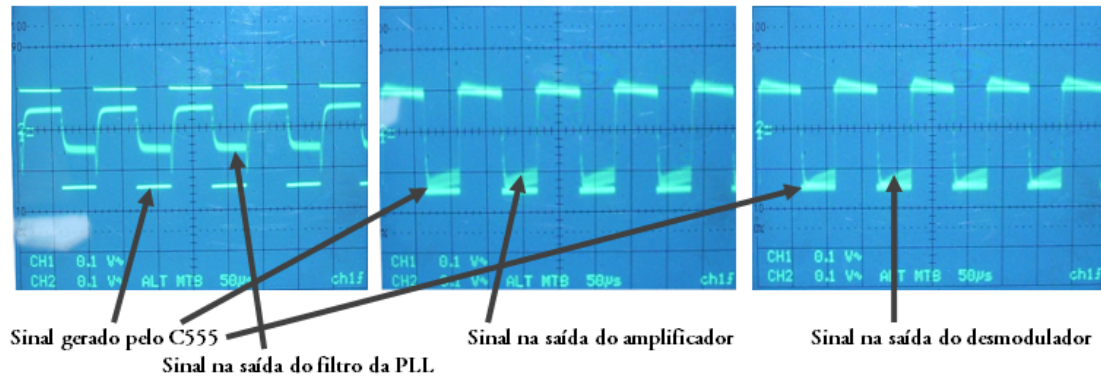


Figura 5.14: Formas de onda na saída do filtro da PLL, à saída do amplificador e na saída do desmodulador.

O sinal obtido no desmodulador está completamente em fase com o gerado pelo C555, no entanto apresenta um ligeiro ruído, sendo necessário ajustar o potenciômetro do modulador para colocar o circuito no ponto de funcionamento ideal, isto é, ter o sinal na máxima amplitude e com o menor ruído possível.

Posteriormente o sinal é amplificado, e faz a respectiva passagem pelo *schmitt trigger*, tendo basicamente a mesma amplitude do sinal gerado pelo C555. Entre o sinal à saída do amplificador e do circuito existe apenas uma pequena diferença porque este se encontra saturado, devido já à grande amplitude do sinal, após o filtro da PLL.

5.2.5.1 Observação

O desmodulador funciona bem, embora introduza um ligeiro ruído no sinal. É necessário ter alguma sensibilidade no ajuste do potenciômetro do modulador de modo a colocar o circuito no ponto de funcionamento certo.

Como é evidente isto poderia ser melhorado se fosse utilizado um modulador muito mais estável, como por exemplo um oscilador de cristal a 10.7MHz.

5.3 Consumo

Ao nível do consumo, vai-se começar por o par de conversores, eléctrico-óptico e óptico-eléctrico, que foi utilizado na realização de testes do sistema. Tendo em conta que os valores de tensão DC de polarização medidos na placa, foram bastante semelhantes aos obtidos na simulação (figura A.3, em anexo) optou-se apenas por indicar o consumo total de corrente do circuito alcançado nesta, 11.4mA, correspondente a uma potência de 34.2mW. Porém, o consumo do par de conversores não é muito relevante, porque não faz directamente parte do sistema.

Já no par de conversores com alimentação bipolar, o consumo não é importante porque não existe limitação de corrente a ser fornecida pela placa de alimentação desenvolvida pelo meu colega (no projecto que está a decorrer paralelamente a este).

Agora, tomando atenção ao *transceiver*, e começando pelo emissor, verificou-se na prática que tinha uma corrente total consumida 15mA, o que indica uma potência total consumida de 45mW. Este mostrou ser um consumo um pouco superior ao esperado.

No amplificador sintonizado, as tensões DC de polarização medidas na placa desenvolvida estavam de acordo com as obtidas na simulação (figura A.2, em anexo), pelo que o procedimento foi análogo ao amplificador de banda larga e ao par de conversores. Na simulação retirou-se a corrente total consumida de 8.747mA, o que vai ao encontro de uma potência total consumida de 26.24mW, ou seja este mostrou também ter um consumo reduzido.

No desmodulador mediu-se na prática uma corrente consumida de 6.3mA, o que indica uma potência total consumida de 18.9mW. O receptor no total apresenta um potência consumida de 45.14mW.

5.4 Sistema

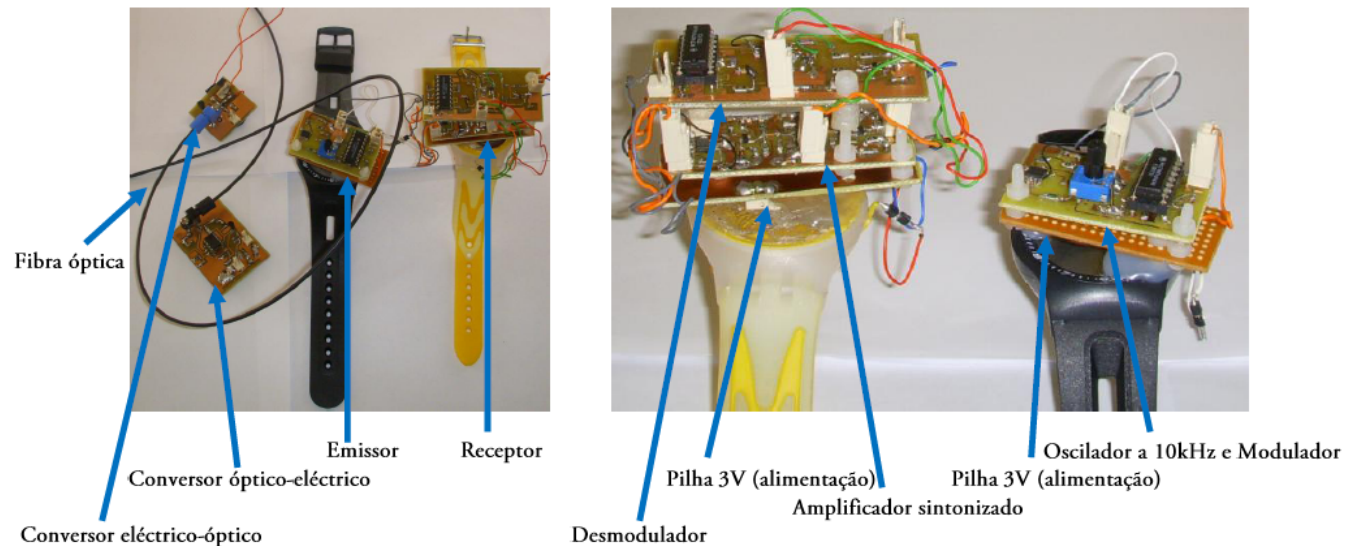


Figura 5.15: Sistema final.

O sistema é composto pelo oscilador a 10kHz e o modulador (emissor), pelo amplificador sintonizado e desmodulador (receptor), ao qual se vai ligar o conversor eléctrico-óptico que vai ter correspondência com o conversor óptico-eléctrico.

Os testes ao sistema foram realizados apenas com uma ponta de prova para evitar o possível acoplamento entre massas que favorece a transmissão do sinal. A fibra óptica permitiu isolar as partes metálicas do oscilóscópio, face ao sistema. A alimentação deste era proveniente de pilhas, que evita a interferência do ruído gerado pelas fontes de alimentação e isola o sistema do *earth ground*.

O procedimento para realizar os testes foi, colocar o receptor no pulso esquerdo e ir afastando o emissor até onde fosse possível efectuar a transmissão de sinal. Os testes foram feitos com o emissor colocado as distâncias de 5, 15, 30cm (braço esquerdo), no tricípete do meu braço direito, no meu pulso direito, no meu tornozelo, no pulso esquerdo dum colega, estando de mãos dadas com ele e por fim no pulso direito desse colega. Apenas, não se conseguiu transmitir sinal, estando o emissor no meu tornozelo e no pulso direito desse meu colega.

Os resultados às distâncias de 5, 15 e 30cm foram bastante semelhantes (embora as duas últimas tivessem um pouco mais de ruído), por isso apenas se vai indicar os resultados à distância de 5 cm (no que toca ao braço esquerdo).

Seguidamente apresentam-se os resultados obtidos e as montagens com o emissor aplicado às distâncias de 5cm, no tricípete do meu braço esquerdo, no meu pulso direito e no pulso esquerdo do meu colega, sendo que as formas de onda retiradas, foram as mesmas ao longo das diferentes distâncias.

Começando com a distância de 5cm, tem-se então os resultados obtidos, com as formas de onda do sinal inicial (saída do C555), na saída do amplificador sintonizado, na saída do filtro da PLL e no conversor óptico-eléctrico (a ponta de prova está em $\times 10$ nos dois primeiros sinais e em $\times 1$ nos outros dois).

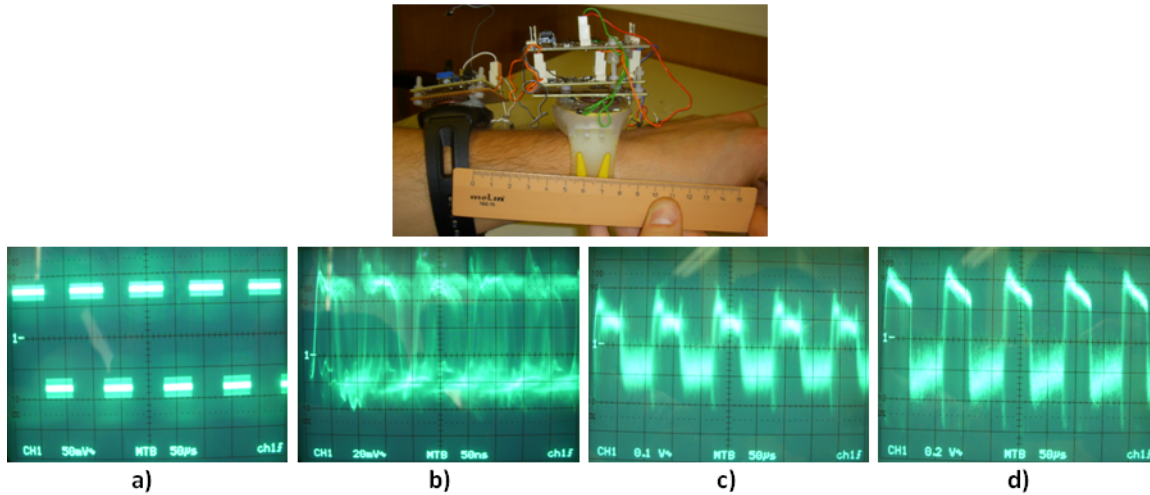


Figura 5.16: Montagem e formas de onda do sinal inicial (a), na saída do amplificador sintonizado (b), na saída do filtro da PLL (c) e no conversor óptico-eléctrico (d) com o emissor a 5cm.

O comparador do *schmitt trigger* não conseguia definir os níveis lógicos devido à existência de ruído e aos problemas que a PLL por vezes apresentava em efectuar o *lock*, funcionando então basicamente como um *buffer*, sendo isto uma constante ao longo dos testes. A fibra óptica apenas se limitava a efectuar a passagem do sinal, introduzindo um pouco ganho no mesmo. O sinal gerado pelo C555 do modulador aparece no desmodulador com algum ruído como seria esperado, no entanto apresenta uma boa amplitude, cerca de 0.9Vpp e aparece bem delineado. Como já referido, o ruído é suficiente para não colocar em funcionamento o comparador do *schmitt trigger*.

Depois de se efectuarem os testes com o emissor no braço esquerdo, este foi movido para o tricípete do braço direito. Na figura 5.17 é possível observar a montagem e as formas de onda recolhidas nos mesmos sítios da montagem anterior (ponta de prova em $\times 10$ em todos os sinais).

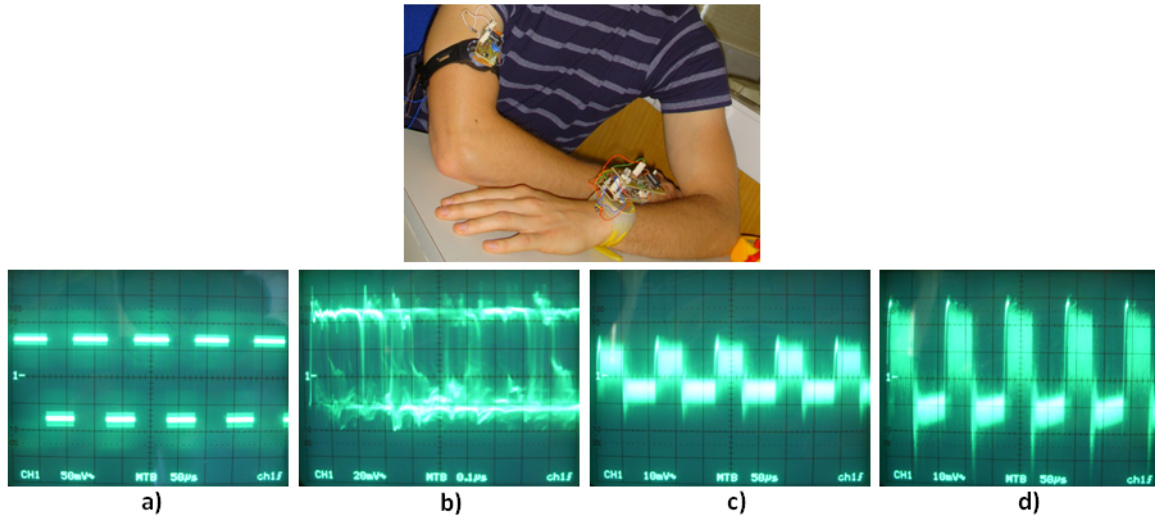


Figura 5.17: Montagem e formas de onda do sinal inicial, na saída do amplificador, na saída do filtro da PLL e no conversor óptico-eléctrico (saída do amplificador do desmodulador) com o emissor no tricípete do meu braço direito.

Como é normal, com o aumentar da distância, a amplitude do sinal diminuiu para 0.25Vpp e o ruído aumentou, porém é possível visualizar com clareza o sinal.

Após isto, o emissor foi deslocado para o meu pulso direito (estando os pulsos separados por uma distância de 40cm). A figura abaixo traduz as formas de onda obtidas e a montagem efectuada (ponta de prova em $\times 10$ em todos os sinais).

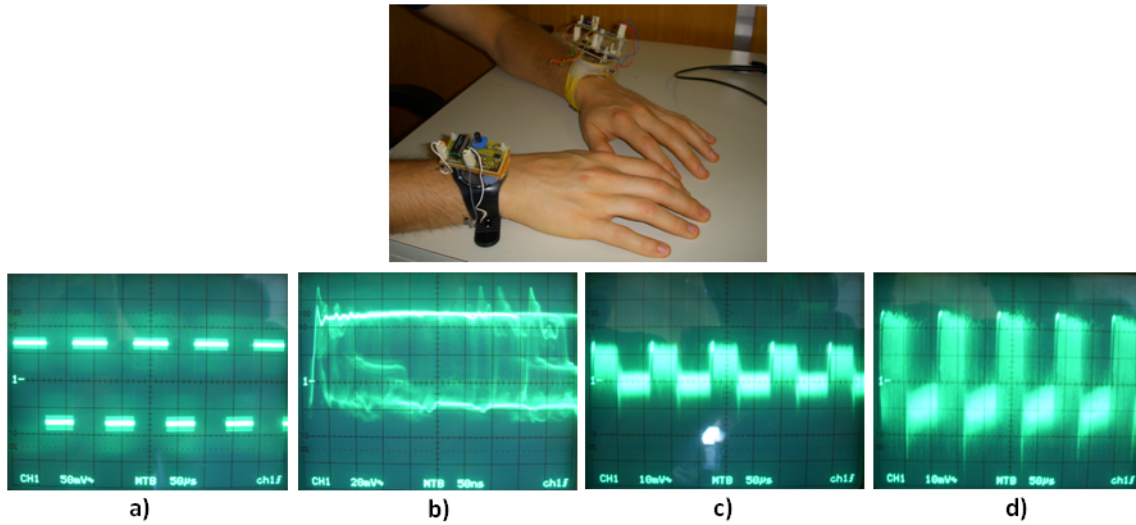


Figura 5.18: Montagem e formas de onda do sinal inicial (a), na saída do amplificador sintonizado (b), na saída do filtro da PLL (c) e no conversor óptico-eléctrico (d) com o emissor no meu pulso direito.

O ruído do sinal tornou a aumentar e sua amplitude diminuiu para 0.19Vpp, ainda assim consegue-se observar o sinal.

Por fim testou-se o sistema efectuando a passagem de sinal através de duas pessoas, colocando o emissor no pulso esquerdo do meu colega (separados por 50cm, o emissor e o receptor). A montagem efectuada e os resultados obtidos vem dados pela figura 5.19.

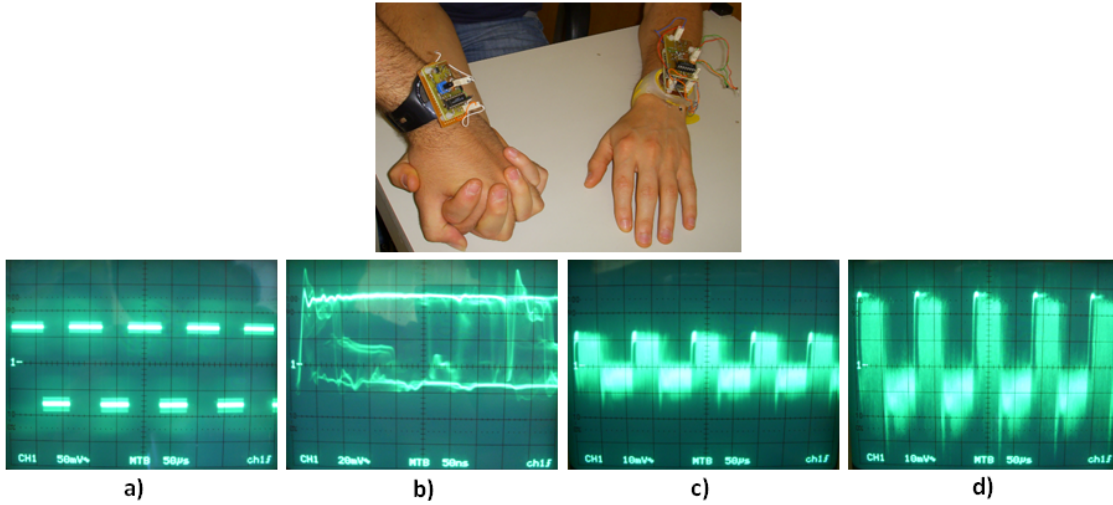


Figura 5.19: Montagem e formas de onda do sinal inicial (a), na saída do amplificador sintonizado (b), na saída do filtro da PLL (c) e no conversor óptico-eléctrico (d) com o emissor no pulso esquerdo do meu colega.

A amplitude do sinal manteve-se na mesma e o ruído aumentou significativamente. Neste ponto é possível comprovar que o corpo humano pode ser uma boa alternativa a ser usada como meio de comunicação entre dois dispositivos. Está claro contudo que a electrónica aí envolvente tem que ser bastante mais complexa do que a utilizada no desenvolvimento deste sistema.

Capítulo 6

Conclusões e trabalho futuro

Esta tese, focou-se sobretudo no desenvolvimento de um sistema que possibilitasse a transmissão de sinal através do corpo humano. Inicialmente, existiu um pouco de investigação, nomeadamente ao nível dos sistemas já existentes que faziam recurso do corpo humano como meio de comunicação. Assim após esse estudo realizado, procedeu-se ao projecto e implementação de um tal sistema. O primeiro passo foi realizar simulações dos diversos circuitos, passando depois à sua implementação prática.

Os primeiros circuitos a serem simulados e implementados foram o conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico (alimentados a 3V). Os resultados de simulação obtidos pelo conversor óptico-eléctrico foram muito bons, visto que apresentava um ganho de transimpedância superior a 60dBs entre 1kHz e 100MHz. Ao nível da implementação dos circuitos, verificou-se que o conjunto dos dois conversores apresentavam um ganho em tensão global de 3.6V/V (11.13dBs) a um sinal com uma frequência de 10k. Com o aumento da frequência o ganho diminuía até passar a atenuar o sinal a 10MHz. Isto aconteceu devido ao amplificador não ter funcionado de acordo com as simulações no que diz respeito à largura de banda. No entanto, como se viu, tal limitação não foi relevante porque o sinal a transmitir tinha uma frequência máxima de 10.7MHz.

Posteriormente foi desenvolvida uma nova versão do conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico com alimentação bipolar. A simulação do conversor óptico-eléctrico mostra um ganho mais elevado (a partir dos 10kHz) que a versão unipolar desenvolvida numa largura de banda até aos 100MHz, porém a sua implementação teve problemas, devido ao mau funcionamento do amplificador. A solução passaria pela sua substituição, por um novo.

Seguidamente, procedeu-se ao desenvolvimento do modulador e do desmodulador. Estes foram testados em placa branca e seguidamente implementados em PCB. O seu funcionamento estava perfeito, porém era necessário ter um pouco de sensibilidade no potenciómetro do modulador de forma a colocar os dois circuitos no ponto de funcionamento ideal. Mas tal já era previsto uma vez que o VCO do circuito MC74HC4046A não é muito

estável (quando comparado com um oscilador a cristal).

Um dos objectivos do sistema era trabalhar numa única frequência, sendo que para isso foi necessário produzir um amplificador sintonizado. Este surgiu em função do amplificador de banda larga, porém tinha um ganho mais elevado e trabalhava numa banda muito estreita de frequências. O resultado da sua simulação foi, um ganho em tensão de 83dBs a 10.7MHz, enquanto na prática se mediu 300 (49.5dBs). É necessário destacar que o circuito introduzia um ligeiro ruído no sinal, porém, o mais importante é o seu bom funcionamento nas frequências de modulação.

Ao nível do consumo, é de salientar que o emissor é um pouco mais dispendioso do que o esperado. Contudo o sistema no geral parece ter um consumo bastante razoável, estando claro que este pode ser claramente melhorado num trabalho futuro, de continuação deste projecto.

No final testou-se o sistema, e verificou-se que foi possível transmitir o sinal de banda base (10kHz) entre o emissor e o receptor quer estes estejam na mesma pessoa, ou em pessoas diferentes, desde que a distâncias não maiores que 50cm (isto é a distância de separação entre o emissor e o receptor). Com o aumento da distância entre o receptor e o emissor o nível de sinal (amplitude) diminuía e o ruído aumentava. A frequência de 10.7MHz parece ser uma boa escolha na transmissão do sinal, devido aos resultados alcançados.

Num trabalho futuro, de continuação deste projecto, salientam-se três aspectos essenciais:

- Construção das placas em PCBs industriais de forma a evitar certos problemas de montagem dos circuitos;
- Blindagem e isolamento dos diversos andares de cada circuito, para evitar oscilações parasitas;
- Melhorar a electrónica do sistema, de forma a minimizar o seu consumo.

Apêndice A

Circuitos simulados

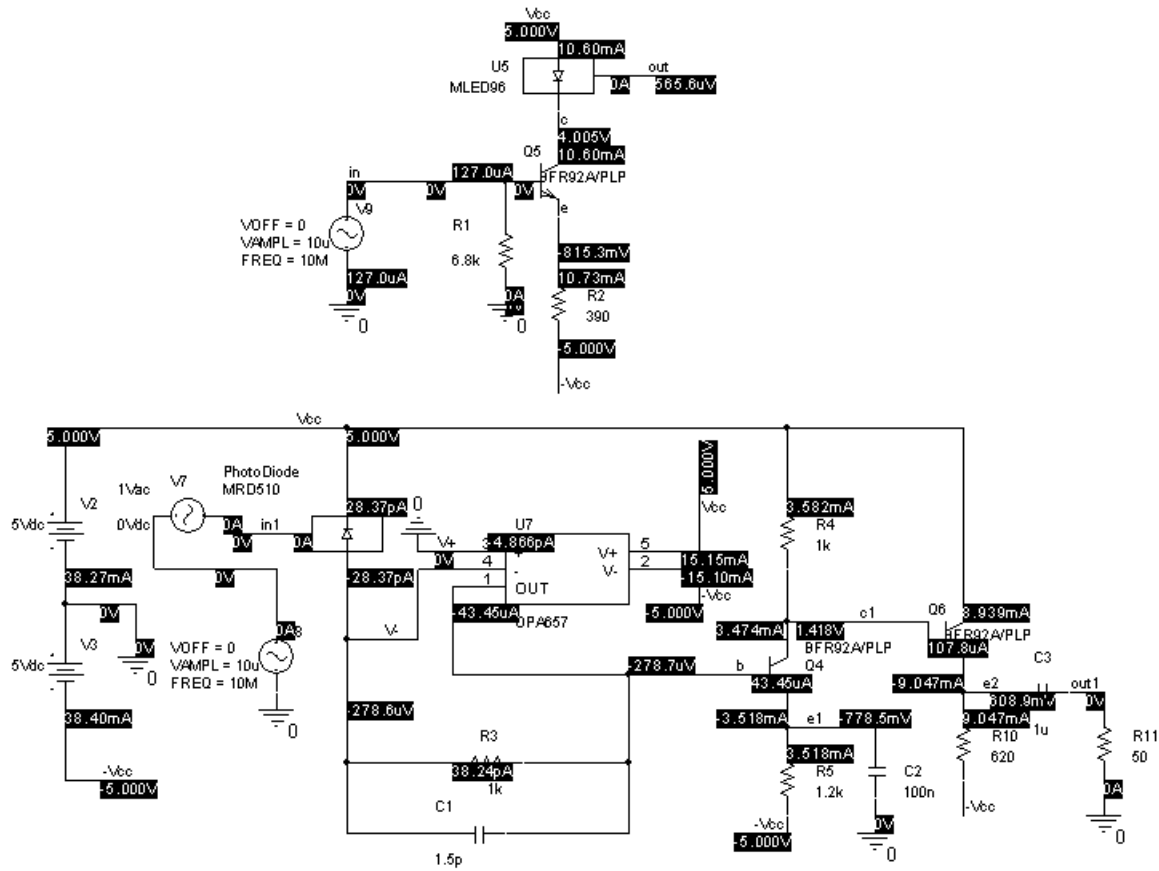


Figura A.1: Circuito simulado do conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico com alimentação bipolar.

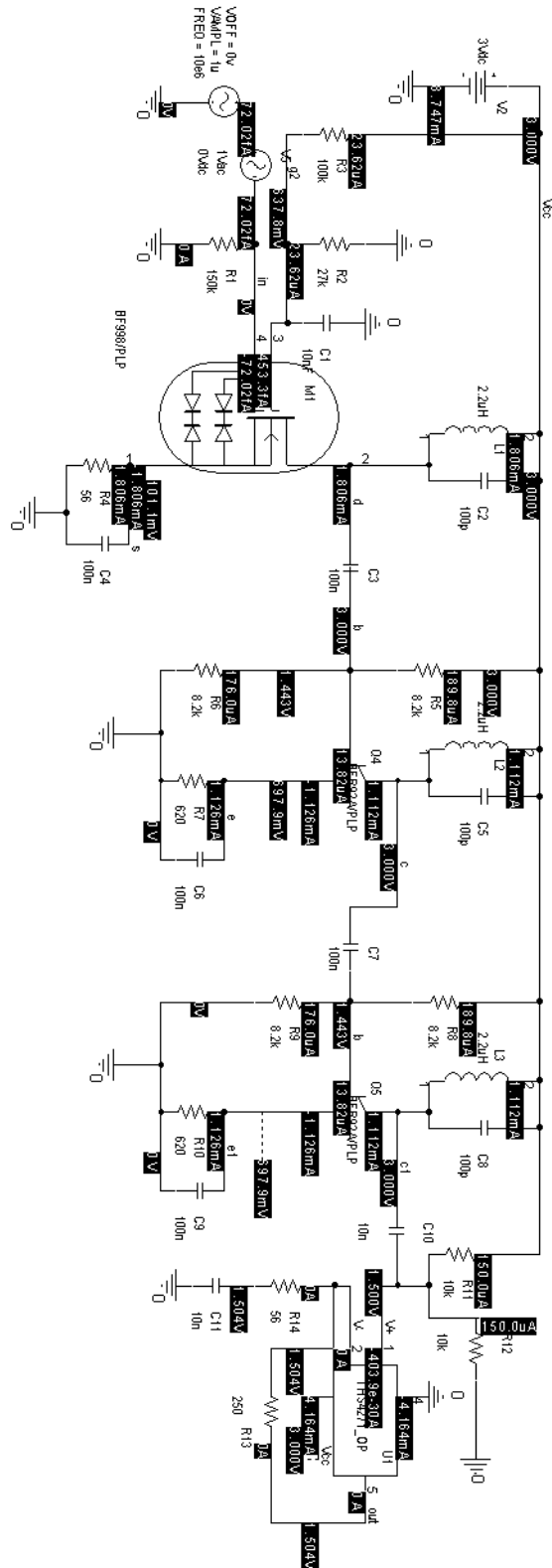


Figura A.2: Circuito simulado do amplificador sintonizado.

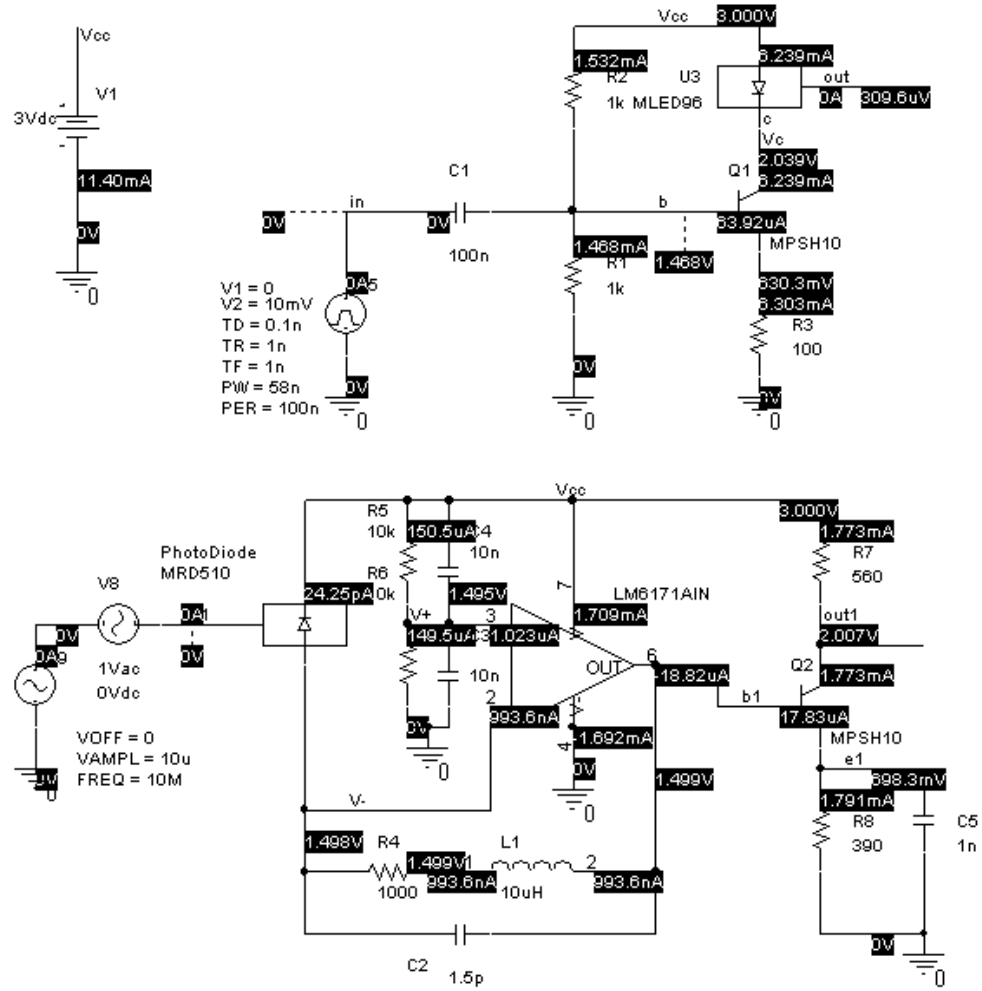


Figura A.3: Circuito simulado do conversor eléctrico-óptico e óptico-eléctrico.

Bibliografia

- [1] http://techon.nikkeibp.co.jp/english/NEWS_EN/20071003/140168/ 13/07/2009.
- [2] <http://www.cscoutjapan.com/en/index.php/kddi-intra-body-communication-transmits-data-through-you/> 13/07/2009.
- [3] <http://ehealth.i2r.a-star.edu.sg/ehealth/files/projects/WBAN.png> 13/07/2009.
- [4] Texas Instruments. *Datasheet TLC555*, 2006.
- [5] http://www.download3k.com/Business_Finance/Other/Download-555-Timer-PRO.html 13/07/2009.
- [6] Thomas Zimmerman. Personal area network: Near-field intrabody communication. *IBM System Journal*, 35, 2008.
- [7] Seong-Jun Song, Seung Jin Lee, Namjun Cho, and Hoi-Jun Yoo. Low power wearable audio player using human body communications. In *Proc. 10th IEEE International Symposium on Wearable Computers*, pages 125–126, 11–14 Oct. 2006.
- [8] [sid40_gci83744400.html](http://searchmobilecomputing.techtarget.com/sDefinition/0.sid40_gci83744400.html) 13/07/2009 <http://searchmobilecomputing.techtarget.com/sDefinition/0>.
- [9] <http://www.pubmedcentral.nih.gov/articlerender.fcgi?artid=552302> 13/07/2009.
- [10] <http://en.wikipedia.org/wiki/Infrared> 13/07/2009.
- [11] <http://technet.microsoft.com/pt-br/library/cc739890.aspx> 13/07/2009.
- [12] <http://www.bluetooth.com/Bluetooth> 13/07/2009.
- [13] http://www.nokia.pt/link?cid=EDITORIAL_57259 13/07/2009.
- [14] António Teixeira da Silva. Módulos de comunicação wireless para sensores. Master's thesis, Faculdade de Engenharia do Porto, 2007.
- [15] Nuno Bonifácio. *Estudo da tecnologia ZigBee*, 2008.

- [16] Thomas Zimmerman. Personal area networks (pan): Near-field intra-body communication. Master of science in media arts and sciences, Massachusetts Institute of Technology, September 1995.
- [17] Thomas Zimmerman. Personal area networks: Near-field intrabody communication. *IBM SYSTEMS JOURNAL*, 35:609–617, 1996.
- [18] K. Hachisuka, A. Nakata, T. Takeda, Y. Terauchi, K. Shiba, K. Sasaki, H. Hosaka, and K. Itao. Development and performance analysis of an intra-body communication device. In *Proc. TRANSDUCERS, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on*, volume 2, pages 1722–1725, 8–12 June 2003.
- [19] M. Shinagawa, M. Fukumoto, K. Ochiai, and H. Kyuragi. A near-field-sensing transceiver for intrabody communication based on the electrooptic effect. 53(6):1533–1538, Dec. 2004.
- [20] J. B. Sung, J. H. Hwang, C. H. Hyoun, J. K. Kim, D. G. Park, and S. W. Kang. Effects of ground electrode on signal transmission of human body communication using human body as transmission medium. In *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, pages 491–494, 9–14 July 2006.
- [21] J. H. Hwang, J. B. Sung, C. H. Hyoun, J. K. Kim, D. G. Park, and S. W. Kang. Analysis of signal interference in human body communication using human body as transmission medium. In *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, pages 495–498, 9–14 July 2006.
- [22] J. H. Hwang, J. B. Sung, S. E. Kim, J. K. Kim, D. K. Park, C. H. Hyoun, K. H. Park, H. I. Park, I. G. Lim, J. B. Kim, K. S. Kim, and S. W. Kang. Effect of load impedance on the signal loss of human body communication. In *Proc. IEEE Antennas and Propagation International Symposium*, pages 3217–3220, 9–15 June 2007.
- [23] J. H. Hwang, H. J. Myoun, T. W. Kang, S. E. Kim, J. K. Kim, C. H. Hyoun, H. I. Park, I. G. Lim, J. B. Kim, K. S. Kim, and S. W. Kang. Reverse effect of ground electrode on the signal loss of human body communication. In *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium AP-S 2008*, pages 1–4, 5–11 July 2008.
- [24] PHILIPS. *Datasheet MP5H10*, 1998.
- [25] Industrial Fiber Optics. *Datasheet IF-E91D*, 2006.
- [26] Industrial Fiber Optics. *Datasheet IF-D91*, 2006.

- [27] Texas Instruments. *Datasheet OPA657*, 2001.
- [28] PHILIPS. *Datasheet BFR92A*, 1997.
- [29] <http://www.uoguelph.ca/~antoon/gadgets/555/555.html> 13/07/2009.
- [30] <http://en.wikipedia.org/wiki/Cascode> 13/07/2009.
- [31] PHILIPS. *Datasheet BF998*, 1996.
- [32] Pedro Fonseca. *Sistemas de Instrumentação Electrónica*. 2007.
- [33] http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/42-06/noise_figure.html 20/07/2009.
- [34] Texas Instruments. *Datasheet THS4271*, 2002.
- [35] <http://www.uoguelph.ca/~antoon/gadgets/pll/pll.html> 13/07/2009.
- [36] Motorola. *Datasheet MC74HC4046A*, 1995.
- [37] Microchip. *Datasheet MCP601*, 2004.
- [38] Analog Devices. *Datasheet ADCMP608*, 2007.
- [39] <https://www.cadence.com/products/orcad/Pages/downloads.aspx> 13/07/2009.